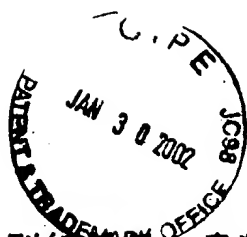


09/886,255



日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 3月 2日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-059288

出 願 人

Applicant(s):

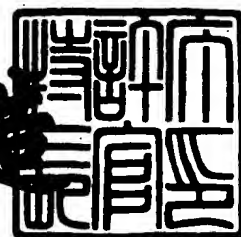
株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年 8月17日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



【書類名】 特許願

【整理番号】 ND12-0497

【提出日】 平成13年 3月 2日

【あて先】 特許庁長官 及川 耕造 殿

【国際特許分類】 H04B 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 田野 哲

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100070150

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊東 忠彦

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2000-190183

【出願日】 平成12年 6月23日

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2000-318552

【出願日】 平成12年10月18日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002989

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

特 2 0 0 1 - 0 5 9 2 8 8

【包括委任状番号】 9808465

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 通信システムにおける受信方法及び受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 搬送波周波数帯に変換された信号を受信し、受信された該受信信号から直交信号を生成し、該受信信号及び該直交信号を、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分にもつ複素信号である第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換する通信システムにおける受信方法において、

前記受信信号と生成された前記直交信号との直交性誤差及びゲインアンバランスを補償し、

補償された前記受信信号及び前記直交信号を前記第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換することを特徴とする通信システムにおける受信方法。

【請求項 2】 前記直交性・ゲインアンバランスを補償する際に、

前記直交信号を分岐し、

分岐された直交信号のそれぞれに重み付けを行い、

分岐され、重み付けされた直交信号のいずれか一方と、前記受信信号とを加算する請求項 1 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 3】 前記直交性・ゲインアンバランスを補償する際に、

前記直交信号と前記受信信号の各々に重み付けを行い、

重み付けされた信号を加算する請求項 1 記載の通信システムにおける受信方法

【請求項 4】 前記補償された受信信号及び直交信号をそれぞれ、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分にもつ複素信号である第 2 の解析的正弦波により第 2 の複素周波数に変換する請求項 2 または、3 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 5】 前記第 2 の解析的正弦波により変換された前記第 2 の複素周波数帯の信号に基づき、前記分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる請求項 4 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 6】 前記第 1 の解析的正弦波により変換された前記第 1 の複素周波数帯の信号に基づき、所望信号を推定する請求項 2 または、3 記載の通信シス

テムにおける受信方法。

【請求項 7】 推定された前記所望信号及び前記第 1 の解析的正弦波により変換された前記第 1 の複素周波数帯の信号に基づき、前記分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる請求項 6 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 8】 前記第 1 の解析的正弦波により変換された前記第 1 の複素周波数帯の信号と所定信号及び前記第 1 の複素周波数帯から推定された所望信号に基づいて、誤差信号を検出し、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させる請求項 6 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 9】 前記第 1 の解析的正弦波により変換された前記第 1 の複素周波数帯の信号をシンボルレートでサンプリングし、

前記所定信号とサンプリングされた信号及び前記第 1 の複素周波数帯から推定された所望信号に基づいて誤差信号を検出し、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させると共に、サンプリングされた信号が所定のサンプリング位相になるように制御する請求項 6 記載の通信システムにおける受信方法。

【請求項 10】 搬送波周波数帯に変換された信号を受信する受信手段と、該受信手段により受信された受信信号から直交信号を生成する準同期検波手段と、該受信信号及び該直交信号を、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分にもつ複素信号である第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換する第 1 の複素周波数変換手段とを具備する通信システムにおける受信機であって、

前記受信信号と前記直交信号との直交性誤差及びゲインアンバランスを補償する直交性・ゲインアンバランス補償手段を有し、

前記第 1 の複素周波数変換手段は、

前記直交性・ゲインアンバランス補償手段により補償された受信信号及び直交信号を前記第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換する手段を有することを特徴とする通信システムにおける受信機。

【請求項 11】 前記直交性・ゲインアンバランス補償手段は、
前記直交信号を分岐する分岐手段と、
分岐された直交信号のそれぞれに重み付けを行う重み付け手段と、
分岐され、重み付けされた直交信号のいずれか一方と、前記受信信号とを加算する加算手段とを有する請求項 10 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 12】 前記直交性・ゲインアンバランス補償手段は、
前記直交信号と前記受信信号の各々に重み付けを行う手段と、
重み付けされた信号を加算する手段とを有する請求項 10 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 13】 前記直交性・ゲインアンバランス補償手段により補償された受信信号及び直交信号をそれぞれ、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分に持つ複素信号である第 2 の解析的正弦波により第 2 の複素周波数に変換する第 2 の複素周波数変換手段を更に有する請求項 11 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 14】 前記第 2 の複素周波数変換手段の出力に基づき、前記重み付け手段における前記分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる第 1 の制御手段を更に有する請求項 13 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 15】 前記第 1 の複素周波数変換手段の出力に基づき、所望信号を推定する所望信号推定手段を更に有する請求項 11 または 12 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 16】 前記所望信号推定手段の出力及び前記第 1 の複素周波数変換手段の出力に基づき、前記重み付け手段における前記分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる第 2 の制御手段を更に有する請求項 15 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 17】 前記第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号と所定信号及び前記第 1 の複素周波数帯から推定された所望信号に基づいて、誤差信号を検出する手段と、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させる手段とを有する請求項 15 記載の通信システムにおける受信機。

【請求項 1 8】 前記第 1 の解析的正弦波により変換された前記第 1 の複素周波数帯の信号をシンボルレートでサンプリングする手段と、

前記所定信号とサンプリングされた信号及び前記第 1 の複素周波数から推定された所望信号に基づいて誤差信号を検出する手段と、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させると共に、サンプリングされた信号が所定のサンプリング位相になるように制御する手段とを有する請求項 1 5 記載の通信システムにおける受信機。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、通信システムにおける受信方法及び受信機に係り、特に、搬送波帯に信号を変換して伝送を行う通信システムにおいて、所望信号の成分の抽出をベースバンド帯で行う、通信システムにおける受信方法及び受信機に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

多様なシステム、多様な周波数の信号を単一の受信機を用いて実現できれば、単一の端末でより多様な情報を得ることが可能になる。ところが、無線通信システムの場合、数百MHz から数GHz までの周波数を持つ搬送波に情報信号を変換して通信を行う。これは、無線が単一の自由空間という媒体を用いて通信を行うため、各システムがオーバーラップしないよう、各システム毎に異なった周波数が割り当て、割り当てられた周波数の搬送波に情報を乗せて通信を行う。従って、多くのシステムが混在する無線周波数では、周波数軸上でかなり周密にシステムが配置されている。そこで、所望の周波数の信号を取り出すには、受信機にチャンネルの帯域に適合した選択性の高いフィルタが必要になる。

【0 0 0 3】

図 1 8 は、従来の無線通信システムにおける受信機構成を示す。NTT方式のアナログ自動車電話方式で用いられているダブルスーパーヘテロダイン構成の受信機の抜粋を示す。同図に示す構成は、アンテナ 1、初段の搬送波周波数帯である RF (Radio Frequency) 帯のバンドパスフィルタ 2、第 1 の IF (Intermedia

te Frequency) へ変換するための局部発振器 3 及び乗算器 4、乗算器 4 の出力に含まれる高調波成分除去のためのバンドパスフィルタ 5、第 2 の I F (Intermediate Frequency) へ変換するための局部発振器 6 及び乗算器 7、乗算器 6 の出力に含まれる高調波成分除去及び自チャンネル選択用の狭帯域なバンドパスフィルタ 8、端末の移動に伴う受信電力変動を吸収する増幅器 9、制御信号として送られるデジタル信号と音声信号を分離するためのバンドパスフィルタ 10、復調器 11、及び出力端子 12 から構成される。

【0004】

同図に示す構成では、バンドパスフィルタ 8 が高い選択性を有し、自チャンネルの信号のみを抽出する役割を果たしている。ところが、同図の構成において多システムの信号を復調するには、システムに応じてバンドパスフィルタ 2、5、特に、バンドパスフィルタ 8 の帯域等を変更する必要がある。しかし、一般に、R F・I F 帯のアナログフィルタの周波数特性を変化させることは困難である。即ち、多様な周波数帯域を有するシステムに対応するには、R F 帯あるいは、I F 帯のバンドパスフィルタによって所望信号帯域信号の選択を行うことはできない。

一般に、システム毎に異なる信号帯域は異なる。従って、多様なシステムの信号を受信するには、想定する通信システムにおいて最大の信号帯域を持つ R F・I F フィルタを備える必要がある。この場合には、所望信号選択は、周波数特性の可変性や高い選択性の実現が容易なベースバンドフィルタ、実現性を考慮するとデジタル信号処理により実現されたフィルタで行うことで、多様なシステムの信号受信を可能とする。

【0005】

ところが、実際に周波数変換を行うには、周波数シンセサイザが必要となるが、非常に狭帯域のシステムまで想定する場合には、広い周波数範囲に渡って高精度かつ高安定な周波数シンセサイザが必要になる。また、周波数シンセサイザでは自由に周波数を選択するには、回路構成が複雑になり、移動通信のようにデバイスに低消費電力化が要求されるシステムには適用が困難になるという問題も発生する。従って、適当な I F 周波数帯にまで変換し、一旦アナログ・デジタル変換器により、デジタル信号に変換する。その後、高機能なデジタル信号処

理技術によって正確な搬送波周波数の推定、及び、復調操作を行うことで通信できるシステムの領域を拡大できる。加えて、この構成であれば、I F 周波数までしか周波数変換しないため、ベースバンドまで周波数変換した場合に発生する受信機のDC (Direct Current) 成分による特性劣化を回避できるという利点もある。

【0006】

ところが、

(α) アナログの広帯域用のバンドパスフィルタとデジタル信号処理によるチャンネルフィルタ；

(β) I F 周波数帯におけるアナログ・デジタル変換；

という構成の場合には、I F 周波数とアナログバンドパスフィルタの周波数帯域の関係でイメージ成分が信号成分に混入し、信号のSNR (Signal to Noise Ratio) を劣化させるという問題がある。

【0007】

図19は、イメージ成分とバンドパスフィルタの周波数帯域の関係を示す。原理的にデジタル無線通信システムでは、実周波数成分だけ搬送波帯 $f + \Delta f$ へ変換して通信を行う。このとき、受信機において、この信号を局部発振周波数 f で周波数変換を行い、I F 周波数 Δf の信号を生成する場合には、原理的に搬送波周波数帯 $f - \Delta f$ の信号も同時に Δf のI F 周波数へ干渉波として落ちてきて、信号のSNRを劣化させる原因になる。例えば、所望信号帯域及び干渉信号共に、位相変調を用いている場合には、以下のように干渉信号がI F 周波数帯に現れる。但し、 ω は、各周波数であり、 $\omega = 2\pi f$ の関係がある。

【0008】

【数1】

$$\text{LPF}_1 \left[\{ A \cos((\omega_c + \Delta\omega)t + \theta_A) + B \cos((\omega_c - \Delta\omega)t + \theta_B) \} \cos(\omega_c t + \theta) \right] = \frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + \theta_A - \theta) + \frac{B}{2} \cos(\Delta\omega t - \theta_B - \theta) \quad (1)$$

ここで、 t は時間変数、 $L P F 1$ は、高周波成分を除去する関数、 a_k と b_k は所望信号と干渉信号の情報成分、 A と B は、所望信号と干渉信号のレベルを表している。従来は、この問題を回避するために、図 19 (a) のように、搬送波帯 $f - \Delta f$ の信号を十分抑圧させるためのバンドパスフィルタを周波数変換器の前に配置している。ところが、多様な周波数帯のシステムを受信するため、バンドパスフィルタを広帯域にした場合には、図 19 (b) のように搬送波帯 $f - \Delta f$ の信号が I F 周波数帯に変換されてしまう。

【0009】

これを克服するため、R F 帯の信号を一旦、直交準同期検波した後、イメージ成分を除去する方法が提案されている。その構成を図 20 に示す。同図に示す構成は、アンテナ 13、初段のバンドパスフィルタ 14、分岐回路 15、19、乗算器 16、17、 $\pi/2$ 移相器 18、低域通過フィルタ 21、22、27、28、アナログ・デジタル変換器 23、24、I F 周波数の解析的正弦波 $\exp(-j \Delta \omega_k T)$ を乗算する複素周波数変換器 25、出力端子 29、30 から構成される。但し、 T は、サンプル周期を示している。同図では、搬送波周波数帯の実周波数信号を直交準同期検波する。即ち、(1) に加えて、以下に示すような直交成分を生成する。

【0010】

【数 2】

$$L P F_1 \left[(A \cos((\omega_c + \Delta \omega)t + a_k) + B \cos((\omega_c - \Delta \omega)t + b_k)) * \sin(\omega_c t) \right] = \frac{A}{2} \sin(\Delta \omega t + a_k) + \frac{B}{2} \sin(\Delta \omega t + b_k) \quad (2)$$

【0011】

【数 3】

$$\begin{aligned} & \text{LPF}_2 \left[\left(\frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \cos(\Delta\omega t + b_k) \right) \cos(\Delta\omega \theta) \right] \\ & - \text{LPF}_2 \left[\left(-\frac{A}{2} \sin(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \sin(\Delta\omega t + b_k) \right) \sin(\Delta\omega \theta) \right] \\ & = \left(\frac{A}{4} \cos(a_k) + \frac{B}{4} \cos(b_k) \right) - \left(-\frac{A}{4} \cos(a_k) + \frac{B}{4} \cos(b_k) \right) = \frac{A}{2} \cos(a_k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} & \text{LPF}_2 \left[\left(\frac{A}{2} \cos(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \cos(\Delta\omega t + b_k) \right) \sin(\Delta\omega \theta) \right] \\ & + \text{LPF}_2 \left[\left(-\frac{A}{2} \sin(\Delta\omega t + a_k) + \frac{B}{2} \sin(\Delta\omega t + b_k) \right) \cos(\Delta\omega \theta) \right] \\ & = \left(-\frac{A}{4} \sin(a_k) + \frac{B}{4} \sin(b_k) \right) + \left(-\frac{A}{4} \sin(a_k) - \frac{B}{4} \sin(b_k) \right) = -\frac{A}{2} \sin(a_k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

LPF₂は、±2Δωに現れる高周波成分を除去する関数、式(3.1)と(3.2)が完全な形で実現できれば、理論的にはイメージ成分をキャンセルできる。ところが、実際にはアナログ準同期検波器の直交性誤差・ゲインアンバランスが存在し、その影響で式(3.1)と(3.2)に搬送波帯f-Δfの信号が混入し、SNRを劣化させる。現状のアナログ技術では、(1)と(2)のアナログ直交準同期検波器の直交性やゲインバランスを高精度で実現することは極めて困難である。実際、これを高精度に行うためには、従来は、人手により調整を行っているが、調整では、精々20～30dBが限界で、通常の無線通信システムの要求条件（例えば、PDCシステムでは、80～90dB）には遠く及ばない。また、多様なシステムの信号を受信するには、多様な周波数帯の信号に対して直交性を保つ必要があるが、アナログπ/2移相器の特性を広帯域に渡って維持することは、原理的に不可能である。従って、図20の構成では、アナログ準同期検波器の直交性誤差やゲインアンバランスより十分なイメージ除去性能が得られないという問題がある。

【0012】

別の手法として、Δωをバンドパスフィルタの帯域より遙かに大きくとることで、このイメージ成分の混入を防ぐ方法がある。この場合、この高いIF信号を直接アナログ・デジタル変換器に入力してデジタル信号に変換しなければな

らない。この場合、アナログ・デジタル変換器の動作速度は、IF周波数に比較して遙に低くても、最低ナイキストレートの4倍以上あれば理論的には、信号の復調が可能になる。

【0013】

従って、このバンドパスフィルタリングと呼ばれる技術を利用することによって、イメージ周波数からの干渉を受けずに、前述の(α)と(β)の条件を満足できる。但し、この場合、アナログ・デジタル変換器のサンプリングクロックのジッタによって著しく特性が劣化し、その劣化量は、IF周波数に比例するため、高いIF周波数のシステムには適用が困難になり、結局適用範囲が殆どなく実用に耐えない。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

上記のように、従来は、多様なシステムの信号を受信するため、搬送波周波数帯に広帯域なバンドパスフィルタを備え、その後にアナログ直交準同期検波を用いて周波数変換し、デジタル複素周波数変換とフィルタリングによりイメージ成分を除去する構成において、アナログ直交準同期検波器の不完全性によりイメージ成分が十分抑圧できないという問題がある。例え、多少のSNRを劣化を容認して、ある周波数において人が調整を行ったとしても、周波数が変わった場合には、調整しなおす必要があり、ダイナミックな受信システムの変更が不可能であるという問題がある。

【0015】

また、各々固有の周波数帯域に配置された複数のシステムを同一ハードウェアを用いて受信する場合には、受信機には、RF・IF帯に、各システム最大信号帯域よりも小さなフィルタを設置することができない。一方、受信機の小型化を考えた場合、IF帯でサンプリングし、デジタルフィルタにより帯域制限フィルタを構成することが有利である。そのとき、RF・IF帯により十分に負のIF周波数成分が減衰されていないため、干渉波として所望信号に干渉としてかぶさってくるという問題がある。

【0016】

本発明は、上記の点に鑑みなされたもので、局部発振器を用いて周波数変換を行う場合に発生する局発周波数を軸として信号帯域と対称な周波数帯域からの干渉信号成分を除去することが可能な通信システムにおける受信方法及び受信機を提供することを目的とする。

【 0 0 1 7 】

【課題を解決するための手段】

本発明（請求項 1）は、搬送波周波数帯に変換された信号を受信し、受信された該受信信号から直交信号を生成し、該受信信号及び該直交信号を、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分にもつ複素信号である第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換する通信システムにおける受信方法において、

受信信号と生成された直交信号との直交性誤差及びゲインアンバランスを補償し、

補償された受信信号及び直交信号を第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換する。

【 0 0 1 8 】

本発明（請求項 2）は、直交性・ゲインアンバランスを補償する際に、

直交信号を分岐し、

分岐された直交信号のそれぞれに重み付けを行い、

分岐され、重み付けされた直交信号のいずれか一方と、受信信号とを加算する。

【 0 0 1 9 】

本発明（請求項 3）は、直交性・ゲインアンバランスを補償する際に、

直交信号と受信信号の各々に重み付けを行い、

重み付けされた信号を加算する。

【 0 0 2 0 】

本発明（請求項 4）は、補償された受信信号及び直交信号をそれぞれ、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分にもつ複素信号である第 2 の解析的正弦波により第 2 の複素周波数に変換する。

【 0 0 2 1 】

本発明（請求項 5）は、第 2 の解析的正弦波により変換された第 2 の複素周波数帯の信号に基づき、分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる。

【 0 0 2 2 】

本発明（請求項 6）は、第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号に基づき、所望信号を推定する。

【 0 0 2 3 】

本発明（請求項 7）は、推定された所望信号及び第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号に基づき、分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる。

【 0 0 2 4 】

本発明（請求項 8）は、第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号と所定信号及び、第 1 の複素周波数から推定された所望信号に基づいて、誤差信号を検出し、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させる。

【 0 0 2 5 】

本発明（請求項 9）は、第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号をシンボルレートでサンプリングし、

所定信号とサンプリングされた信号及び、第 1 の複素周波数から推定された所望信号に基づいて誤差信号を検出し、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させると共に、サンプリングされた信号が所定のサンプリング位相になるように制御する。

【 0 0 2 6 】

図 1 は、本発明の原理構成図である。

【 0 0 2 7 】

本発明（請求項 1 0）は、搬送波周波数帯に変換された信号を受信する受信手段 3 0 1 と、該受信手段 3 0 1 により受信された受信信号から直交信号を生成する準同期検波手段 3 0 2 と、該受信信号及び該直交信号を、ある周波数を持つ余

弦波を実成分、その正弦波を虚成分にもつ複素信号である第 1 の解析的正弦波により第 1 の複素周波数に変換する第 1 の複素周波数変換手段 3 0 4 とを具備する通信システムにおける受信機であって、

受信信号と直交信号との直交性誤差及びゲインアンバランスを補償する直交性・ゲインアンバランス補償手段 3 0 3 を有し、

第 1 の複素周波数変換手段 3 0 4 は、

直交性・ゲインアンバランス補償手段 3 0 3 により補償された受信信号及び直交信号を解析的正弦波により複素周波数に変換する手段を有する。

【 0 0 2 8 】

本発明（請求項 1 1）は、直交性・ゲインアンバランス補償手段 3 0 3 において、

直交交信号を分岐する分岐手段と、

分岐された直交信号のそれぞれに重み付けを行う重み付け手段と、

分岐され、重み付けされた直交信号のいずれか一方と、受信信号とを加算する加算手段とを有する。

【 0 0 2 9 】

本発明（請求項 1 2）は、直交性・ゲインアンバランス補償手段は、

直交信号と受信信号の各々に重み付けを行う手段と、

重み付けされた信号を加算する手段とを有する。

【 0 0 3 0 】

本発明（請求項 1 3）は、直交性・ゲインアンバランス補償手段 3 0 3 により補償された受信信号及び直交信号をそれぞれ、ある周波数を持つ余弦波を実成分、その正弦波を虚成分に持つ複素信号である第 2 の解析的正弦波により第 2 の複素周波数に変換する第 2 の複素周波数変換手段を更に有する。

【 0 0 3 1 】

本発明（請求項 1 4）は、第 2 の複素周波数変換手段の出力に基づき、重み付け手段における分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる第 1 の制御手段を更に有する。

【 0 0 3 2 】

本発明（請求項 1 5）は、第 1 の複素周波数変換手段の出力に基づき、所望信号を推定する所望信号推定手段を更に有する。

【 0 0 3 3 】

本発明（請求項 1 6）は、所望信号推定手段の出力及び第 1 の複素周波数変換手段の出力に基づき、重み付け手段における分岐された直交信号へのそれぞれの重み付けを変化させる第 2 の制御手段を更に有する。

【 0 0 3 4 】

本発明（請求項 1 7）は、第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号と所定信号、及び第 1 の複素周波数から推定された所望信号に基づいて、誤差信号を検出する手段と、

複素周波数帯の信号と誤差信号、及び第 1 の複素周波数から推定された所望信号に基づいて重み付けを変化させる手段とを有する。

【 0 0 3 5 】

本発明（請求項 1 8）は、第 1 の解析的正弦波により変換された第 1 の複素周波数帯の信号をシンボルレートでサンプリングする手段と、

所定信号とサンプリングされた信号及び第 1 の複素周波数から推定された所望信号に基づいて誤差信号を検出する手段と、

複素周波数帯の信号と誤差信号に基づいて重み付けを変化させると共に、サンプリングされた信号が所定のサンプリング位相になるように制御する手段とを有する。

上記のように、本発明は、直交性誤差・ゲインアンバランス補償手段を設け、受信機の出力に基づいて、補償器における受信信号と受信信号から生成した直交信号への重み付け係数を変化させることにより、通信システムの受信機における受信信号の復調時に発生する干渉信号成分を除去することが可能となる。

【 0 0 3 6 】

【発明の実施の形態】

準同期検波器の直交性誤差・ゲインアンバランスの発生メカニズムはいくつかあるが、基本的には直交性誤差の発生後に直交信号と同相信号に異なった利得がかかって出力されるモデルで記述することができる。言うまでもなく、理想的に

は、直交信号と同相信号は、ある位相に対する余弦波と正弦波という直交信号対で記述される。そこで、直交性誤差とは、余弦成分が直交信号に（あるいは、正弦波成分が直交信号に）漏れ込むことによって発生していると理解できる。従って、この漏れ込んだ成分を差し引くことで直交信号対が復元できる。即ち、直交成分に漏れ込んだ余弦波の大きさを推定し、これを直交成分から減算することにより直交性誤差補償が実現できる。

【 0 0 3 7 】

一方、直交信号と同相信号のゲインアンバランスは言うまでもなく、直交準同期検波器の後段に備えられた直交、同相の各々の信号に対する増幅器の利得の違いに起因している。従って、自動利得制御増幅器を備えて、この利得誤差を吸収することで、この問題を解決できる。前述のように先に直交性誤差が発生し、その後ゲインアンバランス誤差が発生するため、補償はその逆、即ち、ゲインアンバランス誤差補償後に、直交性誤差を補償する構造になる。但し、直交信号からの漏れ込み量の推定係数に対する2度の乗算演算を避けるため、アナログ・デジタル変換した直交信号に利得誤差と漏れ込み量を直接推定する構成とする。

【 0 0 3 8 】

従って、直交成分を分岐し適当な重み付け（1）を行い、直交信号として出力し、分岐された直交信号にも適当な重み付け（2）を施すことで、直交性とゲインアンバランスが補償される。この2種類の重み付け係数は、後述の適応制御アルゴリズムにより逐次的に推定される。

【 0 0 3 9 】

直交性誤差・ゲインアンバランスがあると、前述のように最終出力信号にイメージ周波数 $f - \Delta f$ からの干渉波が漏れ込んでくる。同様な現象は、イメージ周波数 $f - \Delta f$ の信号を所望信号として復調した場合、 $f - \Delta f$ の周波数帯の信号が漏れ込んでくることを意味している。従って、イメージ周波数信号の復調器に現れる $f - \Delta f$ の周波数帯の信号を最小化するように、上記の2つの係数を適応的に制御することで、直交性誤差・ゲインアンバランスが適応的に補償され、周波数 f が変化しても常にイメージ周波数からの干渉を抑制することができる。

【 0 0 4 0 】

その適応制御としては、まず、係数を微小量増加させた時の干渉電力の増減を測定する。もしその干渉電力が増大するようであれば、係数を微小量減少させる。逆に、干渉量が減少するようであれば、係数も微小量増大させる。この手続を繰り返すことにより、逐次的に最適係数を推定できる。

【 0 0 4 1 】

また、別の方法として $f + \Delta f$ の周波数帯信号を復調しようとした場合に混入するイメージ周波数からの干渉成分を検出し、これを最小化することでも、上記の2つの係数を推定できる。即ち、復調器出力信号に含まれる所望信号の振幅と位相誤差及び、送信されたデジタル信号をも推定し、このデジタル信号に推定した振幅と位相誤差を乗算することで雑音の影響のない受信信号成分（レプリカ）を推定する。復調器出力からこのレプリカを減じることで、漏れ込んだ干渉成分だけを検出する。この干渉信号を最小化するように前述の適応制御アルゴリズムを動作させることで、強い干渉信号の存在下でも優れた干渉補償が可能になる。

【 0 0 4 2 】

また、各々、固有の周波数帯域に配置された複数のシステムを同一ハードウェアを用いて受信する場合には、負の周波数成分が干渉波として所望信号に干渉としてかぶさってくる。この問題は、イメージ周波数適応干渉補償器によって補償することができる。しかし、この干渉補償器は C I R (Carrier to Interference Ratio) = 6 0 d B の環境でもブラインドで所望信号だけを抽出できるという利点があるものの、サンプリングタイミングによっては、十分な特性を発揮できないため、本発明では、更に、サンプリングタイミング変動に対して低感度な干渉補償方法として、低域通過フィルタの出力をオーバサンプルし、A D F (Adaptive Digital Filter) を経た後に復調を行ない、A D F と干渉補償部の両方を適応制御部において A D F の出力を用いて制御することを提案する。これにより、C I R = 6 0 d B のような劣悪な環境でもサンプリングタイミングに依存せず、ブラインド動作で高品質にマルチモード受信が可能になる。即ち、一種類の受信機ハードウェアを用意しておくだけで、遙に安定した高品質なマルチモード受信、つまり、多様な帯域のシステムの受信が可能となる。

【 0 0 4 3 】

【実施例】

[第 1 の実施例]

図 3 は、本発明の第 1 の実施例の受信機の構成を示す。

【 0 0 4 4 】

同図に示す受信機は、アンテナ 3 1、アナログ乗算器 3 3、3 4、分岐回路 3 2、3 6、 $\pi/2$ 移相器 3 5、発振器 3 7、低域通過フィルタ 3 8、3 9、4 5 ~ 4 8、アナログ・デジタル変換器 4 0、4 1、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 4 2、複素周波数変換器 4 4、二乗回路 4 9、5 0、加算器 5 1、適応制御回路 5 2、出力端子 5 3、5 4 から構成される。

【 0 0 4 5 】

以下に、上記の構成における動作を説明する。

【 0 0 4 6 】

アンテナ 3 1 で受信された信号は、分岐回路 3 2、3 6、アナログ乗算器 3 3、3 4、 $\pi/2$ 移相器 3 5、発振器 3 7 で構成されるアナログ直交準同期検波器を経た後、低域通過フィルタ 3 8、3 9 により高調波成分を除去された後に、アナログ・デジタル変換器 4 0、4 1 によりデジタル信号に変換される。アナログ・デジタル変換器 4 0、4 1 の出力は、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 4 2 によりアナログ準同期検波器の直交性ゲインアンバランス補償を受けた後、複素周波数変換器 4 3、4 4 に入力される。

【 0 0 4 7 】

複素周波数変換器 4 3、4 4 では、I F 周波数をもつ解析的正弦波を入力信号に複素乗算する。入力信号及び正弦波が解析的に表現されているため、マイナス周波数成分とプラスの周波数成分を別の信号として区別できる。従って、入力信号に対して負の I F 周波数をもつ解析的正弦波を掛けた複素周波数変換器 4 3 からは、 $f + \Delta f$ の周波数成分だけが、ベースバンド帯に変換され、複素周波数変換器 4 3 に接続された低域通過フィルタ 4 5、4 6 から出力される。

【 0 0 4 8 】

同様の原理に基づいて、入力信号に対して、正の I F 周波数を持つ解析的正弦

波を掛けた複素周波数変換器 4 4 からは、 $f - \Delta f$ の周波数成分だけがベースバンド帯に変換され、複素周波数変換器 4 4 に接続された低域通過フィルタ 4 7、4 8 から出力される。

【0 0 4 9】

完全に直交性誤差・ゲインアンバランス補償が行われた場合には、低域通過フィルタ 4 7、4 8 からは何も出力されないはずであるが、多少でも誤差が残留していると信号が出力される。そこで、二乗回路 4 9、5 0、加算器 5 1 で構成される電力検出器の出力が最小になるよう、制御装置 5 2 により制御する。

【0 0 5 0】

具体的には、低域通過フィルタ 4 7、4 8 の出力を、 $y_{k,i} (w_{k,i}, w_{k,q})$ と $y_{k,q} (w_{k,i}, w_{k,q})$ とすると、加算器 5 1 の出力 $z_k (w_{k,i}, w_{k,q})$ は以下のように書き表せる。

【0 0 5 1】

【数 4】

$$z_k = |y_{k,i}(w_{k,i}, w_{k,q})|^2 + |y_{k,q}(w_{k,i}, w_{k,q})|^2 \quad (4)$$

$z_k (w_{k,i}, w_{k,q})$ を最小にするには、 $w_{k,i}, w_{k,q}$ に関する $z_k (w_{k,i}, w_{k,q})$ の電力平面を計算し、その最小点を探索すればよい。即ち、ある $w_{k,i}, w_{k,q}$ に対する $z_k (w_{k,i}, w_{k,q})$ 電力平面の傾斜ベクトルを計算し、最小値方向に向かって $w_{k,i}, w_{k,q}$ の値を少しずつ動かしていくことで、最適点を算出する。

【0 0 5 2】

具体的には、傾斜ベクトルは次式で求められる。

【0 0 5 3】

【数 5】

$$\frac{\partial z_k}{\partial w_{k,i}} = z_k(w_{k,i} + \Delta w_{k,i}) - z_k(w_{k,i} \quad w_{k,q}) \quad (5.1)$$

$$\frac{\partial z_k}{\partial w_{k,q}} = z_k(w_{k,i} \quad w_{k,q} + \Delta w_{k,q}) - z_k(w_{k,i} \quad w_{k,q}) \quad (5.2)$$

ここで、 Δw は、適当な微小値を示している。適応制御の原理に従えば、傾斜ベクトルの示す方向と逆方向に進むことで、最小値に近づくことができる。

【0054】

【数 6】

$$w_{k,i} = w_{k-1,i} - \mu \frac{\partial z_k}{\partial w_{k,i}} \quad (6.1)$$

$$w_{k,q} = w_{k-1,q} - \mu \frac{\partial z_k}{\partial w_{k,q}} \quad (6.2)$$

上記の式の（6. 1）、（6. 2）における μ は、ステップサイズパラメータと呼ばれる任意の係数である。即ち、制御回路52では、式（5. 1）、（5. 2）、（6. 1）、（6. 2）の演算を信号が入力される毎に繰り返し演算する。

また、図3は、本発明の第1の実施例の直交性誤差・ゲインアンバランス補償器の構成を示す。同図に示す直交性誤差・ゲインアンバランス補償器42は、入力端子55、56、乗算器57、58、加算器59、係数入力端子60、61、出力端子62、63から構成される。

【0055】

図4は、本発明の第1の実施例の複素周波数変換器の構成を示す。実際には、所謂、デジタル複素乗算器に加えてNCO（Numerically Controlled Oscillator）とデジタル $\pi/2$ 移相器が備えられている。同図（a）は、負のIF周波数を持つ解析的搬送波を掛け合わせる複素周波数変換器の構成を示し、同図（

b) は、正の I F 周波数をもつ解析的搬送波を掛け合わせる複素周波数変換器の構成を示している。

【0056】

同図に示す複素周波数変換器は、入力端子 64、65、76、77、乗算器 66～69、78～81、加算器 71、81、デジタル $\pi/2$ 移相器 72、83、NCO 73、84、出力端子 74、75、85、86 から構成される。

【0057】

上記のように、アナログ直交準同期検波器による準同期検波後に、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 42 で直交性誤差・ゲインアンバランス補償を行った後に、複素周波数変換器 44 で周波数変換によりベースバンド帯に変換し、同時に発生する高周波成分を低域通過フィルタにより除去し、所望信号を得る。本発明では、この低域通過フィルタ通過後の信号の S N R を最大にするよう直交性誤差・ゲインアンバランス補償回路を制御する。その制御方法は、直交性誤差・ゲインアンバランス補償回路の係数を微小値だけ変化させ、その時の S N R の変化を検出することにより、S N R を最大にする制御係数の変化方法を推定し、その方向に係数を制御させることで、係数を最適値に漸近させる。

【0058】

[第 2 の実施例]

図 5 は、本発明の第 2 の実施例の受信機の構成を示す。

【0059】

同図に示す受信機は、アンテナ 87、アナログ乗算器 88、89、分岐回路 130、91、 $\pi/2$ 移相器 90、発振器 92、低域通過フィルタ 93、94、99、100、アナログ・デジタル変換器 95、96、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 97、複素周波数変換器 98、二乗回路 103、104、加算器 105、減算器 101、102、適応制御回路 107、位相・振幅・信号推定回路 106、出力端子 108、109 を示している。

【0060】

同図に示す受信機において、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 97 までは、前述の図 2 と全く同一の処理である。直交性誤差・ゲインアンバランス補償

器 9 7 の出力は、複素周波数変換器 9 8 に入力される。複素周波数変換器 9 8 では、入力信号に対して負の I F 周波数をもつ解析的正弦波をかけるため、複素周波数変換器 9 8 からは、 $f + \Delta f$ の周波数成分だけが、ベースバンド帯に変換され、複素周波数変換器 9 8 に接続された低域通過フィルタ 9 9、1 0 0 から出力される。この出力信号を分岐し、その一方を位相・振幅・信号推定回路 1 0 6 に入力する。ここで、位相・振幅・信号推定回路 1 0 6 では、低域通過フィルタ 9 9、1 0 0 から出力された所望周波数帯域を送信されてきた信号の振幅や位相誤差及び送信デジタル信号そのものを推定し、推定されたデジタル信号に位相誤差と振幅を掛け合わせてレプリカと呼ばれる受信信号の推定値を出力する。

【 0 0 6 1 】

低域通過フィルタ 9 9、1 0 0 の出力信号から、位相・振幅・信号推定回路 1 0 6 より出力されたレプリカ信号を減算器 1 0 1、1 0 2 により減算することで、 $f - \Delta f$ の周波数成分からの干渉信号を出力する。もしも、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 9 7 が不完全であると、低域通過フィルタ 9 9、1 0 0 から $f - \Delta f$ の周波数成分が出力される。この信号成分が最小になるよう制御装置 1 0 7 によって、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器 9 7 の係数を制御する。即ち、二乗回路 1 0 3、1 0 4、加算器 1 0 5 により構成された電力測定器出力を z_k として、式 (5. 1) ~ (6. 2) の演算を制御装置 1 0 7 によって行うことでこの制御を実現できる。即ち、式 (4) の $y_{k,i}$ ($w_{k,i}$, $w_{k,q}$) と $y_{k,q}$ ($w_{k,i}$, $w_{k,q}$) を図 5 における減算器 1 0 1、1 0 2 の出力として式 (5. 1) ~ (6. 2) の演算を行う。

【 0 0 6 2 】

図 6 は、本発明の第 2 の実施例の位相・振幅・信号推定回路の構成を示す。同図に示す位相・振幅・信号推定回路 1 0 6 は、変調方式として B P S K (Binary Phase Shift Keying) を適用した場合の構成例である。また、同図では、それ以前とは異なり、全て複素数で表現している。即ち、入力信号 s_k は、 $s_k = y_{k,i}(w_{k,i}, w_{k,q}) + j y_{k,q}(w_{k,i}, w_{k,q})$ と表現される。但し、 j は、虚数単位、 $y_{k,i}(w_{k,i}, w_{k,q})$ と $y_{k,q}(w_{k,i}, w_{k,q})$ は、図 5 における低域通過フィルタ 9 9、1 0 0 の出力信号である。

【0063】

同図に示す位相・振幅・信号推定回路106は、入力端子110、複素乗算器111、113、123、128、複素減算器112、115、スカラ減算器119、複素加算器125、実数「1」を出力する回路113、実数「-1」を出力する回路116、複素数の絶対値の2乗を演算する回路117、118、入力信号の符号ビットのみを抽出し、それに絶対値「1」を乗算して出力する回路120、実数係数 λ を乗算する係数乗算器124、実数係数 $1-\lambda$ を乗算する回路127、1サンプル遅延回路126、出力端子129から構成される。

【0064】

この構成は、BPSK変調信号の送信信号である回路113の出力「1」、あるいは、回路116の出力「-1」に信号の振幅位相情報を複素乗算器111、114により複素乗算することで、入力信号の仮判定値を2種類発生させる。入力信号と2つの仮判定値との差を、各々複素減算器112、115で計算する。この出力の絶対値の2乗、即ち、電力を各々回路117、118で独立に演算し、その出力を比較する。即ち、減算器119により回路118の出力から回路117の出力を減算する。そして、その出力信号の符号を検出し、それに実数「1」を乗算して出力することで、より入力信号に近い仮判定値を生成した送信信号が得られる。

【0065】

この推定した送信信号と入力信号の複素相関を複素乗算器123で演算し、係数乗算器124に入力する。係数乗算器124、複素加算器125、1サンプル遅延回路126で構成された1次の低域通過型ラグフィルタにより複素乗算器123の出力である相関値に含まれる雑音成分や高周波成分を除去し、正確な入力信号の位相を振幅を推定して、複素乗算器111、114に各々出力する。一方、推定された送信信号に入力信号の位相と振幅を複素乗算器128で与えることにより、入力信号のレプリカを端子129から出力する。

【0066】

〔第3の実施例〕

本実施例では、直交準同期検波器によりRF (Radio Requency) 帯の信号を解

析的な I F (Intermediate Freequency) 信号に変換し、複素周波数変換とベースバンドフィルタリングによりイメージ周波数干渉波を取り除く受信機構成について説明する。当該受信機では、I F 帯でデジタル信号処理により直交準同期検波器の直交性誤差補償を行う。

【0067】

図7は、本発明の第3の実施例の受信機の構成を示す。

【0068】

同図に示す受信機は、入力端子201、分岐回路202、203、207、アナログ乗算器204、205、 $\pi/2$ 移相器35、発振器208、BPF（バンドパスフィルタ）209、210、アナログ・デジタル変換器211、212、直交誤差補償器220、複素周波数変換器230、低域通過フィルタ215、216、Qチャンネル出力端子217、Iチャンネル出力端子218、エラー検出器240、及び適応制御回路250より構成される。

【0069】

同図に示す受信機は、入力端子201、分岐回路202、203、207、アナログ乗算器204、205、 $\pi/2$ 移相器35、発振器208、BPF（バンドパスフィルタ）209、210、アナログ・デジタル変換器211、212によりサンプリングされた I F 信号に対して、直交誤差補償器220でIチャンネルとQチャンネル信号の直交化・利得制御を行い、複素周波数変換器230で複素周波数変換を行った後、低域通過フィルタ215、216を介して所望信号を得る。このとき、所望信号の包絡線レベルを一定するように、直交誤差補償器220で直交化・利得制御を行うことで、低域通過フィルタ215、216に含まれる干渉成分を適応的に補償する。

【0070】

図8は、本発明の第3の実施例の直交誤差補償器の構成を示しており、当該直交誤差補償器220は、Iチャンネル入力端子221、Qチャンネル入力端子222、乗算器223、224、225、加算器226、Iチャンネル出力端子227、Qチャンネル出力端子228から構成される。

【0071】

また、図9、図10は、本発明の第3の実施例のエラー検出器の構成を示しており、図9に示すエラー検出器は、Iチャンネル入力端子241、Qチャンネル入力端子242、二乗回路243、244、加算器245、エラー出力端子251から構成されるエラー検出器を示している。同図に示すエラー検出器は、ベースバンド帯に変換された解析的信号の電力を検出し、所定電力との差を誤差信号として出力する。このエラー検出器は、主に、定包絡線変調方式を適用したシステムに用いることができる。この構成のエラー検出器を用いた場合には、本発明の受信機をキャリア同期等の同期回路とは全く独立に動作させることができる。

【0072】

図10に示すエラー検出器は、Iチャンネル入力端子241、Qチャンネル入力端子242、関数器246、248、加算器247、249、エラー出力端子252、253から構成される。同図に示すエラー検出器は、ベースバンド帯に変換された解析信号と、所定の解析的な信号との差を誤差信号とした場合の構成例である。この構成のエラー検出器を用いた場合には、本発明の受信機は、IF帯に設置された直交性誤差補償手段がキャリア同期回路の役目も果たすことができる。従って、大きな周波数オフセットがあれば、アルゴリズム内に2次ループを形成する必要がある。

【0073】

本実施例の受信機の構成では、前述の第2の実施例に比較して、位相・振幅・信号推定回路のような複雑処理が不要になる。

【0074】

また、図9に示すエラー検出器を用いることで、所定信号（所望信号）のような既知信号を必要としない。また、送信された既知信号との同期が不要となる等の利点がある。

【0075】

図8に示す分岐回路202、203、アナログ乗算器204、205、 $\pi/2$ 移相器206、発振器208からアナログ直交準同期検波器が構成され、時刻kの準同期検波器の出力

$$Y_k = [y_I(k), y_Q(k)]^T$$

は以下のように表される。但し、添字Tは、ベクトルの転置を示しており、 $y_I(k)$ と $y_Q(k)$ は、準同期検波器出力とIチャネルとQチャネル信号を示している。また、変調方式としては、位相変調系を想定している。

【0076】

【数7】

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} y_I(k) \\ y_Q(k) \end{bmatrix} &= \sum A^{(m)} \begin{bmatrix} g_I \cos((-1)^m 2\pi f_{IF} kT + \phi + a_k^{(m)}) \\ g_Q \sin((-1)^m 2\pi f_{IF} kT + a_k^{(m)}) \end{bmatrix} \\ &= G \sum_{m=0}^1 F_k^{(m)} X_k^{(m)} \end{aligned} \quad (7.1)$$

但し、

$$G = \begin{bmatrix} g_I \cos(\phi) & -g_I \sin(\phi) \\ 0 & g_Q \end{bmatrix}$$

$$F_k^{(m)} = \begin{bmatrix} \cos((-1)^m 2\pi f_{IF} kT) & -\sin((-1)^m 2\pi f_{IF} kT) \\ \sin((-1)^m 2\pi f_{IF} kT) & \cos((-1)^m 2\pi f_{IF} kT) \end{bmatrix}$$

$$X_k^{(m)} = \begin{bmatrix} x_I^{(m)}(k) & x_Q^{(m)}(k) \end{bmatrix}^T = A^{(m)} \begin{bmatrix} \cos(a_k^{(m)}) \\ \sin(a_k^{(m)}) \end{bmatrix}$$

上記の式(7.1)における $A^{(m)}$ と $a_k^{(m)}$ $m=0,1$ は、各々所望周波数帯と干渉周波数帯信号の受信レベルと情報信号であり、 f_{IF} は、IF周波数で、Tは、シンボル周期を示している。また、 $g_I^{(m)}$ と $g_Q^{(m)}$ $m=0,1$ は、直交準同期検波器のIチャネルとQチャネルのゲインを表している。ここで、直交性誤差の発生は、行列Gが直交変換できないことにより判断できる。また、これが、複素表現で表せず、行列表現を必要とする理由である。この時の直交誤差補償器220の構成を図8に示す。

【0077】

同図に示す直交誤差補償器 220 の出力は、図 7 の構成に従って、複素周波数変換器 230 で周波数変換され、さらに、低域通過フィルタ 215、216 を通過する。そこで、低域通過フィルタ 215、216 の出力は以下のように表される。但し、簡単化のため、熱雑音は考慮しない。

【0078】

【数 8】

$$\begin{aligned} Z_k &= [z_1(k) \ z_0(k)] = \text{LPF} [F_k^{(1)} W_k Y_k] \\ &= \text{LPF} \left[F_k^{(1)} W_k G \sum_{n=0}^J F_k^{(n)} X_k^{(n)} \right] \quad (8.1) \end{aligned}$$

但し、誤差補正行列 W_k は、

【0079】

【数 9】

$$W_k = \begin{bmatrix} w_1(k) & w_2(k) \\ 0 & w_3(k) \end{bmatrix} \quad (8.2)$$

である。式(8.1)において、 $\text{LPF}[\cdot]$ は、ベースバンド帯の信号を抽出する、言い換えれば高域周波数帯の信号を除去する関数である。前述のように、変調方式として位相変調を前提としている場合、干渉波が無ければ定包絡路となる。従って、CMA (Constant Modulus Algorithm: J.R. Treichler and B.G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-31, No. 2, pp. 459-472, 1983) で用いられる含絡線偏差の最小化の規範が適用できる。即ち、

$$\varepsilon_k = |e_k|^q = |\sigma^p - |Z_k|^p| \rightarrow \text{minimize} \quad (9)$$

上記の式(9)は、所望復調レベルを示しており、 p と q は、CMA の乗数を示

している。そのとき、 W_k 推定のため更新式は次式で与えられる

【0080】

【数10】

$$w_i(k) = w_i(k) + \mu |e_k|^{q-2} e_k |z_k|^{q-2} \left[\frac{\partial z_k^T}{\partial w_i} z_k + z_k^T \frac{\partial z_k}{\partial w_i} \right] \\ i = 1, 2, 3 \quad (10)$$

上記の式(10)においては、 μ は、ステップサイズパラメータと呼ばれる、 $0 < \mu < 1$ の定数である。式(10)の偏微分項は、式(8.1)の低域通過フィルタの関数形が既知なら解析的に求めることが可能であるが、ここでは、より一般的な関数でも上記のアルゴリズムが応用できるように摂動法を用いることとする。即ち、式(10)の偏微分項は、以下のようにして求める。

【0081】

【数11】

$$\frac{\partial Z_k}{\partial w_i} = Z_k(w_i(k) + \Delta w) - Z_k(w_i(k)) \quad (11)$$

ここで、 $Z_k(w_i(k) + \Delta w)$ とは、時刻 k の誤差補正行列 W_k の i 番目の要素 Δw を(以後、摂動係数と呼ぶ)だけ増加させた場合の低域通過フィルタ215、216の出力信号 Z_k を意味している。

従って、上記の式(8.1)～式(11)を繰り返し演算することにより最適な W_k を推定する。基本的に当該アルゴリズムは、CMAというブラインドアルゴリズムに基づいているため、トレーニング信号が不要であるだけでなく、キャリア周波数誤差やサンプリングタイミング誤差にロバストである。従って、キャリア周波数同期、サンプリングタイミング同期の確立以前に、動作可能であるという利点がある。即ち、CIRがマイナス数+dBの環境では上記の同期引込みは困難で

ある。従って、トレーニング信号を用いるシステムでは、トレーニングタイミングを推定できず、通信が行えない。これに対し、上記のアルゴリズムを適用することで、同期確立以前に収束を完了できる。従って、収束後の干渉波電力比（CIR: Carrier to Interference Ratio）が改善された信号を使えば、上記の同期確立も容易に行うことができ、通信が可能になる。

【0082】

次に、摂動項の正規化について説明する。

【0083】

前述のアルゴリズムは、非常に厳しい干渉下でも動作する必要がある。例えば、所望信号に対する干渉波電力比（CIR）がマイナス数+dBの環境下でも安定的に動作する必要がある。即ち、所望信号に対して過大な干渉波が入力される場合である。このような環境下では、前述の式((11)において少しの Δw の変化に対しても、大きな偏微分項が現れる。この時に、式(10)は、発散の危険性が増大する。また、発散しないまでも、常に大きな推定誤差が発生する。そこで、この問題を回避するため Δw を入力電力で正規化を行う。即ち、

【0084】

【数12】

$$\Delta w = \Delta w_0 \cdot \frac{\sigma^2}{E[Z^* Z]} \quad (12)$$

Δw_0 は、所望入力電力 σ^2 と等しい電力が入力されたときの摂動係数である。これによって、所望信号、干渉信号に係わりなく所望電力より大きな信号電力が入力された場合には収束が遅くなることに注意が必要である。

【0085】

前述の式(8.1)における $W_k G$ を以下のように

【0086】

【数 13】

行列 I, \bar{I}, J, \bar{J}

により展開する。

【0087】

【数 14】

$$W_k G = c_0(k) I + c_1(k) \bar{I} + c_2(k) J + c_3(k) \bar{J} \quad (13)$$

ここで、 $c_0(k) \sim c_3(k)$ はスカラ量で、その展開に用いた行列を以下のように定義する。

【0088】

【数 15】

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad \bar{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix}, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{J} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (14)$$

これらの行列には以下のような関係がある。

【0089】

【数 16】

$$LPF[F_k^{(1)} IF_k^{(1)}] = I, \quad LPF[F_k^{(1)} IF_k^{(1)}] = O \quad (15.1)$$

$$LPF[F_k^{(1)} IF_k^{(1)}] = O, \quad LPF[F_k^{(1)} \overline{IF_k^{(1)}}] = \overline{I} \quad (15.2)$$

$$LPF[F_k^{(1)} JF_k^{(1)}] = O, \quad LPF[F_k^{(1)} JF_k^{(1)}] = J \quad (15.3)$$

$$LPF[F_k^{(1)} \overline{JF_k^{(1)}}] = \overline{J}, \quad LPF[F_k^{(1)} \overline{JF_k^{(1)}}] = O \quad (15.4)$$

上記の(15.1)～(15.4)において、Oはヌル行列、即ち、全ての要素が零である行列を表している。(15.1)～(15.4)の關係を用いると、(8.1)は、以下のように書き換えられる。但し、 W_k と G の定義式により、 $c_2(k) = c_3(k)$ となる關係を用いた。

【0090】

【数17】

$$\begin{aligned}
 E \left[\frac{\partial \varepsilon_k}{\partial w_1} \right] &= E \left[e_k \left(\frac{\partial Z_k^T}{\partial w_1} Z_k + Z_k^T \frac{\partial Z_k}{\partial w_1} \right) \right] \\
 &= \sigma^2 \left(\frac{\partial \alpha(k)}{\partial w_1} |X_k^{(0)}|^2 + \frac{\partial \beta(k)}{\partial w_1} |X_k^{(1)}|^2 \right) \\
 &\quad - \left(\alpha(k) |X_k^{(0)}|^2 + \beta(k) |X_k^{(1)}|^2 \right) \\
 &\quad \cdot \left(\frac{\partial \alpha(k)}{\partial w_1} |X_k^{(0)}|^2 + \frac{\partial \beta(k)}{\partial w_1} |X_k^{(1)}|^2 \right) \\
 &\quad + 2 (X_k^{(1)})^T (\chi(k) \bar{I} + \gamma(k) J) X_k^{(0)} (X_k^{(0)})^T \\
 &\quad \cdot \left(\frac{\partial \chi(k)}{\partial w_1} \bar{I} + \frac{\partial \gamma(k)}{\partial w_1} J \right) X_k^{(1)} \\
 &\quad + (X_k^{(0)}) (\chi(k) \bar{I} + \gamma(k) J) X_k^{(1)} (X_k^{(1)})^T \\
 &\quad \cdot \left(\frac{\partial \chi(k)}{\partial w_1} \bar{I} + \frac{\partial \gamma(k)}{\partial w_1} J \right) X_k^{(0)} = 0
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

但し、式(16)における $\alpha(k)$ 、 $\beta(k)$ 、 $\chi(k)$ 、 $\gamma(k)$ は以下のように定義される。

【0091】

$$\alpha(k) = (c0(k))^2 + (c2(k))^2 \tag{17.1}$$

$$\beta(k) = (c1(k))^2 + (c2(k))^2 \tag{17.2}$$

$$\chi(k) = c0(k) c1(k) - (c2(k))^2 \tag{17.3}$$

$$\gamma(k) = c_0(k) c_2(k) + c_1(k) c_2(k) \quad (17.4)$$

また、 $|Z|^2 = Z^T Z$ である。式(16)の導出では、干渉信号間の無相関性を用いた。さらに、同一チャネル間でも I チャネルと Q チャネルの信号が統計的に無相関であることを利用して式(16)を変形してゆくと、式(16)の方程式が $i = 1 \sim 3$ で全て成立するには、以下の連立方程式を満足することが十分条件であることが分かる。

【0092】

$$\sigma - \alpha(k) |X_k^{(0)}|^2 - \beta(k) |X_k^{(1)}|^2 = 0 \quad (18.1)$$

$$\chi(k) = 0 \quad (18.2)$$

$$\gamma(k) = 0 \quad (18.3)$$

$c_0(k) = c_1(k) = c_2(k) = 0$ という平凡な解が存在するが、これは、低域通過フィルタ 215、216 が何も出力しない場合に相当する。従って、この解は、極大値に相当する。もう一つの解は、 $c_2(k) = 0$ 、 $c_0(k) = c_1(k) = 0$ である。この解は、式(18.1)から分かるように干渉波、あるいは、希望波のどちらかのみを出力することに相当する。即ち、本発明のアルゴリズムは干渉を分離して希望波のみを抽出できることを示している。

一方、 W_k と G の定義と、式(13)より、 $c_0(k) \sim c_2(k)$ は、以下のように直交性誤差行列 G と誤差補正行列 W_k の係数により表される。

【0093】

【数18】

$$c_0(k) = \frac{1}{2} (w_1(k) g_1 \cos(\phi) + w_2(k) g_0) \quad (19.1)$$

$$c_1(k) = \frac{1}{2} (w_1(k) g_1 \cos(\phi) - w_2(k) g_0) \quad (19.2)$$

$$c_2(k) = \frac{1}{2} (-w_1(k) g_1 \cos(\phi) + w_2(k) g_0) \quad (19.3)$$

従って、最も有為な解である $c_1(k) = c_2(k) = 0$ の場合、誤差補正行列 W_k は以下ようになる。

【0094】

【数19】

$$w_1(k) = \pm \frac{\sigma}{A^{(0)}} \frac{1}{g_1 \cos(\phi)} \quad (20.1)$$

$$w_2(k) = \pm \frac{\sigma}{A^{(0)}} \frac{\tan(\phi)}{g_1} \quad (20.2)$$

$$w_3(k) = \pm \frac{\sigma}{A^{(0)}} \frac{1}{g_2} \quad (20.3)$$

上記の式(20.1)～(20.3)が所望の値になっていることは、

【0095】

【数20】

$$W_k G = \pm \frac{\sigma}{A^{(0)}} I \quad (21)$$

になっていることから、容易に確認できる。

【0096】

次に、本発明の上記のアルゴリズムの特性を計算機シミュレーションにより確認する。変調方式としては、QPSK、伝送路は、AWGN (Additive White Gaussian Channel) を用いる。また、干渉信号と所望信号が同じシステムの信号であるものとする。復調には、同期検波器を用いている。また、他の同期系の影響を排除するため、キャリア周波数、クロック同期は完全であるとする。

受信機のRF帯における準同期検波器の直交性誤差が 10° 存在する場合の、

正規化有り無しの場合の特性比較を図 1 1 に示す。同図では、 $CNR = 7\text{ dB}$ 、 12 dB と、送信側の直交変調器は理想的であるとした。発散を防ぐため、正規化していないアルゴリズムは、 $CIR = -60\text{ dB}$ でも安定に収束するように摂動係数を決定した。 CIR が大きい場合には、両者に有為な差異はみられないが、 CIR が -10 dB より小さくなると、正規化を行わない場合には、干渉抑圧ができなくなり、 $CIR = -30\text{ dB}$ では誤り率が 0.5 に漸近する。この後、徐々に誤り率が改善する。これに対して、正規化を行ったアルゴリズムは、 $CIR = 20\text{ dB} \sim -60\text{ dB}$ に渡って略、フラットな特性を持つことが確認できる。従って、以下では、正規化を行うアルゴリズムを用いて特性を検証する。

【0097】

まず、送信側の直交性誤差の影響について説明する。

【0098】

送信側の変調器の直交性誤差に対する特性を図 1 2 に示す。同図では、 $CIR = -50\text{ dB}$ 、 $CNR = 7\text{ dB}$ 、 12 dB で、受信機側の直交準同期検波器にも 10° の直交性誤差がある条件での特性である。 6° 程度までの送信側直交性誤差には全く特性を変化させないが、それ以上になると急激に特性が劣化している。 $CIR = -50\text{ dB}$ であることを勘案すると、この特性劣化は純粋に送信側変調器の直交性誤差による劣化であると考えられる。即ち、送信側変調器の直交性誤差にも係わらず、干渉除去は略完全になされていることがわかる。

【0099】

次に、BER特性について説明する。

【0100】

受信機のRF帯における準同期検波器の直交性誤差が 10° 存在し、 $CIR = 20\text{ dB} \sim -60\text{ dB}$ の条件におけるBER特性を図 1 3 に示す。同図では、送信側の直交変調器は理想的であるとした。 $CIR = 20\text{ dB} \sim 40\text{ dB}$ まではほぼ同期検波の理論値に一致している。 $CIR = -60\text{ dB}$ では、 $BER = 10^{-4}$ 点で、 0.5 dB 強の特性劣化が見られる。この値は、SGD (Stochastic Gradient Decent) アルゴリズムでは共通にいえることで、ステップサイズパラメータ μ 及び、 Δw_0 を小さく設定することで、より理論値に近づけることができる。

【0101】

〔第4の実施例〕

上記の実施例では、制御はシンボルスペースで行うことを前提としているため、サンプリングタイミングによって特性が劣化するという問題が生じてしまう。これは、シンボルスペースサンプルがサンプリング定理を満たさないことに起因している。本発明では、この問題を解決する構成について説明する。

【0102】

図14は、本発明の第4の実施例の受信機の構成を示す。

【0103】

同図に示す受信機は、受信アンテナ411、アンテナ教養機402、送信信号入力端子403、分配器404、408、乗算器405、406、 $\pi/2$ 移相器407、シンセサイザ409、バンドパスフィルタ410、411、直交性誤差補償器412、複素周波数変換器413、低域通過フィルタ414、415、適応デジタルフィルタ416、417、復調信号出力端子418、419、エラー検出器420、適応制御回路421から構成される。

【0104】

同図に示す構成では、適応デジタルフィルタ416、417までを全てナイキストレートの2倍以上で処理、あるいは、アナログ信号処理し、その出力をシンボルレートでサンプルし、情報シンボルを復調し、復調信号出力端子418、419から出力する構成となっている。

【0105】

一方、サンプルされた信号と所定値との誤差をエラー検出器420により検出し、これを適応制御回路421に出力する。適応制御回路421では、直交性誤差補償器412を制御するだけでなく、適応デジタルフィルタ416、417の出力においてサンプルされる信号が所定のサンプリング移相になるよう適応デジタルフィルタ416、417を制御する。

【0106】

図15は、本発明の第4の実施例の適応デジタルフィルタの構成を示す。

【0107】

同図に示す適応ディジタルフィルタ416、417は、信号入力端子424、遅延素子425～427、乗算器432～435、乗算器の一方の入力である計数入力端子428～431、加算器436、出力端子437から構成される。

【0108】

図15に示した適応ディジタルフィルタ416、417を適用した場合、適応制御回路421では、適応ディジタルフィルタ416、417の乗算計数（タップ計数）を $H_k = [h_{k,0}, h_{k,1}, \dots, h_{k,L-1}]^T$ とすると以下のような制御を行う。

【0109】

$$H_k = H_{k-1} + \mu_h |e_k|^{q-2} e_k |v_k|^{p-2} v_k \cdot U_k \quad (22)$$

但し、 $U_k = [z_k, z_{k,1}, \dots, z_{k-L+1}]^T$ は、低域通過フィルタ414、415の出力を要素とするベクトル、 μ_h はタップ係数用のステップサイズパラメータ、 v_k は適応ディジタル416、417の出力であり、図15に示すされているように、次式で表される。

【0110】

$$v_k = H_k^H U_k \quad (23)$$

その時、直行性誤差補償器412の係数は、以下の式で更新される。

【0111】

$$w_i(k) = w_i(k) + \mu |e_k|^{q-2} e_k |v_k|^{p-2} \Delta_i v_k \quad (24)$$

但し、

$$\Delta_i v_k = v_k (w_i(k) + \Delta w) - v_k (w_i(k)) \quad (25)$$

である。この時、タップ係数用のステップサイズ μ_h と直交性誤差補償のステップサイズ μ は、以下の関係を満足させておく必要がある。

【0112】

$$\mu = \mu_h \Delta w_m \quad (26)$$

以下に示すようにステップサイズパラメータを正規化することで、アルゴリズムを更に安定化させることが可能になる。

【0113】

【数 21】

$$\mu = \mu_0 \frac{\sigma^2}{E[Y^H Y]} \quad \mu_h = \mu_0 \frac{\sigma^2 \Delta w}{E[Y^H Y]} \quad (27)$$

μ_0 は、正規化を受けない場合の真の意味でのステップサイズパラメータを意味している。図 14 に示した構成におけるサンプリング位相誤差に対する誤り特性を図 16 に示す。同図は、AWGN チャネルにおける CIR = -60 dB における特性を示す。因みに、CNR = 6 dB、12 dB で制御には、正規化アルゴリズムを適用している。また、同図には比較のためシンボル間隔サンプルの場合に特性を付記している。誤差ゼロ付近でナイキストレートサンプルの場合には、大きく特性が劣化しているのに対し、本実施例の構成では、サンプリング位相に関係なく優れた伝送特性が得られることがわかる。

【0114】

また、図 16 における誤差ゼロにおける CNR 対 BER 特性を図 17 に示す。同図では、CNR とサンプリング位相以外のパラメータは図 16 と同様のものを適用した。同図にはまた、干渉波がない場合の理論特性も付記した。ナイキストレートサンプルの場合には、BER = 10^{-2} 程度でフロア誤りが発生するのに対して、本実施例の提案の方法は、理論特性からの劣化 1 dB 以内の優れた伝送特性を達成していることが確認できる。

【0115】

これまでのイメージ周波数干渉補償器は、ブラインド動作で CIR が劣悪な条件でも、干渉補償を行うことが可能であったが、サンプリングタイミングによって特性が劣化するという問題がある。此れに対して、本実施例を適用することにより、CIR が劣悪な状況においてもサンプリング位相誤差に関わらず、安定した復調特性が得られるという利点がある。上記の第 3 の実施例までのアルゴリズムは復調信号は、復調信号の周波数オフセットや位相誤差に関しても低感度であ

るため、本実施例の構成を適用することで完全にブランド動作で安定した復調特性が得られる。

【 0 1 1 6 】

なお、本発明は、上記の実施例に限定されることなく、特許請求の範囲内において、種々変更・応用が可能である。

【 0 1 1 7 】

【発明の効果】

上述のように、本発明によれば、適応制御回路を備えた、直交性誤差・ゲインアンバランス補償器をアナログ・ディジタル変換後に配置することで、広い周波数帯域に渡ってアナログ準同期検波器の直交性誤差・ゲインアンバランスを適応的に補償できる。従って、イメージ周波数帯域からの信号を広帯域に渡って高精度に除去できるため、搬送波周波数帯のバンドパスフィルタを広帯域にしても信号の S N R の劣化なく、通信が可能となる。これにより、多様なシステムの信号を 1 台の受信機で高品質に実現できるため、端末や基地局の大幅な高機能化が可能になる。従って、多様なサービスを I 種類の端末、I 種類の基地局で行うという、製品開発コストの低減や、端末に大幅な付加価値の付与など、計り知れない効果がある。

【 0 1 1 8 】

一般に、準同期検波器における $\pi/2$ 移相器は広帯域に渡って、移相特性を維持することが困難である。ところが、本発明によれば、適応的に直交性・ゲインアンバランスを補償するため、全帯域において高精度な干渉補償を行うことができる。従って、バンドパスフィルタを通過する全ての信号、あるいは、異なった周波数帯域の信号にも柔軟に対応できるという利点がある。即ち、受信機に数多く、かつ様々なシステムの信号を扱えるフレキシビリティを与えられるという効果がある。

【 0 1 1 9 】

また、本発明によれば、各々異なった無線周波数帯に配置された異なるシステムを受信機を構成する場合に問題となるイメージ周波数からの干渉を完全ブラインド動作で除去できる。その後に通常の復調動作に移ることで、イメージ周波数

からの干渉による劣化や同期の困難さという問題を一気に解消する。つまり、本発明を適用することで、一つの受信機で異なる無線システムを受信することができるため、ハードウェア規模の削減が可能になるばかりか、サービスの多様性を著しく向上させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の原理構成図である。

【図 2】

本発明の第 1 の実施例の受信機の構成図である。

【図 3】

本発明の第 1 の実施例の直交・ゲインアンバランス補償器の構成図である。

【図 4】

本発明の第 1 の実施例の複素周波数変換器の構成図である。

【図 5】

本発明の第 2 の実施例の受信機の構成図である。

【図 6】

本発明の第 2 の実施例の位相・振幅・信号推定回路の構成図である。

【図 7】

本発明の第 3 の実施例の受信機の構成図である。

【図 8】

本発明の第 3 の実施例の直交誤差補償器の構成図である。

【図 9】

本発明の第 3 の実施例のエラー検出器の構成例（その 1）である。

【図 10】

本発明の第 3 の実施例のエラー検出器の構成例（その 2）である。

【図 11】

本発明の第 3 の実施例の正規化／非正規化の比較を示す図である。

【図 12】

本発明の第 3 の実施例の送信側変調器の直交誤差の影響を示す図である。

【図 1 3】

本発明の第 3 の実施例の B E R 特性を示す図である。

【図 1 4】

本発明の第 4 の実施例の受信機の構成図である。

【図 1 5】

本発明の第 4 の実施例の適応ディジタルフィルタの構成図である。

【図 1 6】

本発明の第 4 の実施例のサンプリング位相に対する B E R 特性を示す図である。

【図 1 7】

本発明の第 4 の実施例の C N R に対する B E R 特性を示す図である。

【図 1 8】

従来の無線機における受信機の構成例である。

【図 1 9】

イメージ成分と I F 周波数の関係を示す図である。

【図 2 0】

従来のイメージキャンセラの構成図である。

【符号の説明】

- 3 1 アンテナ
- 3 2, 3 6 分岐回路
- 3 3, 3 4 アナログ乗算器
- 3 5 $\pi/2$ 移相器
- 3 7 発振器
- 3 8, 3 9, 4 5 ~ 4 8 低域通過フィルタ (L P F)
- 4 0, 4 1 アナログ・ディジタル変換器
- 4 2 直交性誤差・ゲインアンバランス補償器
- 4 4 複素周波数変換器
- 4 9, 5 0 二乗回路
- 5 1 加算器

5 2 適応制御回路
5 3, 5 4 出力端子
5 5, 5 6 入力端子
5 7, 5 8 乗算器
5 9 加算器
6 0, 6 1 係数入力端子
6 2, 6 3 出力端子
6 4, 6 5, 7 6, 7 7 入力端子
6 6 ~ 6 9, 7 8 ~ 8 1 乗算器
7 1, 8 1 加算器
7 2, 8 3 $\pi/2$ 移相器
7 3, 8 4 NCO
7 4, 7 5, 8 5, 8 6 出力端子
8 7 アンテナ
8 8, 8 9 アナログ乗算器
9 0 移相器
9 1 分岐回路
9 2 発振器
9 3, 9 4, 9 9, 1 0 0 低域通過フィルタ (LPF)
9 5, 9 6 アナログ・デジタル変換器
9 7 直交性誤差・ゲインアンバランス補償器
9 8 複素周波数変換器
1 0 1, 1 0 2 減算器
1 0 3, 1 0 4 二乗回路
1 0 5 加算器
1 0 7 適応制御回路
1 0 6 位相・振幅・信号推定回路
1 0 7 適応制御回路
1 0 8, 1 0 9 出力端子

- 1 1 0 入力端子
- 1 1 1, 1 1 3, 1 2 3, 1 2 8 複素乗算器
- 1 1 2, 1 1 5 複素減算器
- 1 1 9 スカラ減算器
- 1 1 3 実数「1」を出力する回路
- 1 1 6 実数「-1」を出力する回路
- 1 1 7, 1 1 8 複素数の絶対値の2乗を演算する回路
- 1 2 4 実数係数 λ を乗算する回路
- 1 2 5 複素加算器
- 1 2 6 サンプル間遅延回路
- 1 2 7 次数係数 $1 - \lambda$ を乗算する回路
- 1 2 9 出力端子
- 1 3 0 分岐回路
- 2 0 1 入力端子
- 2 0 2, 2 0 3, 2 0 7 分岐回路
- 2 0 4, 2 0 5 アナログ乗算器
- 2 0 6 $\pi/2$ 移相器
- 2 0 8 発振器
- 2 0 9, 2 1 0 バンドパスフィルタ (B P F)
- 2 1 1, 2 1 2 アナログ・デジタル変換器
- 2 1 5, 2 1 6 低域通過フィルタ (L P F)
- 2 1 7 Qチャネル出力端子
- 2 1 8 Iチャネル出力端子
- 2 2 0 直交誤差補償器
- 2 2 1 Iチャネル入力端子
- 2 2 2 Qチャネル入力端子
- 2 2 3, 2 2 4, 2 2 5 乗算器
- 2 2 6 加算器
- 2 2 7 Iチャネル出力端子

- 2 2 8 Qチャネル出力端子
- 2 3 0 複素周波数変換器
- 2 4 0 エラー検出器
- 2 4 1 Iチャネル入力端子
- 2 4 2 Qチャネル入力端子
- 2 4 3、2 4 4 二乗回路
- 2 4 5 加算器
- 2 4 6、2 4 8 関数器
- 2 4 7、2 4 9 加算器
- 2 5 0 適応制御回路
- 2 5 1 エラー出力端子
- 2 5 2、2 5 3 エラー出力端子
- 3 0 1 受信手段
- 3 0 2 準同期検波手段
- 3 0 3 直交性誤差・ゲインアンバランス補償手段
- 3 0 4 複素周波数変換手段
- 3 0 5 (第 1、第 2 の) 制御手段
- 4 0 1 受信アンテナ
- 4 0 2 アンテナ共用器
- 4 0 3 送信信号入力端子
- 4 0 4、4 0 8 分配器
- 4 0 5、4 0 6 乗算器
- 4 0 7 $\pi/2$ 移相器
- 4 0 9 シンセサイザ
- 4 1 0、4 1 1 バンドパスフィルタ (B P F)
- 4 1 2 直交性誤差補償器
- 4 1 3 複素周波数変換機
- 4 1 4、4 1 5 低域通過フィルタ (L P F)
- 4 1 6、4 1 7 適応ディジタルフィルタ (A D F)

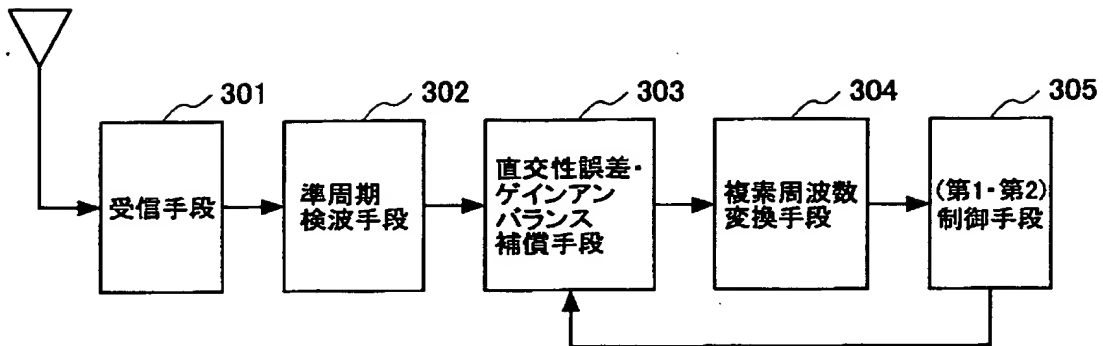
- 4 1 8、4 1 9 復調信号出力端子
- 4 2 0 エラー検出器
- 4 2 1 適応制御回路
- 4 2 4 信号入力端子
- 4 2 5 ~ 4 2 7 遅延素子
- 4 3 2 ~ 4 3 5 乗算器
- 4 2 8 ~ 4 3 1 乗算器の一方の入力である係数入力端子
- 4 3 6 加算器
- 4 3 7 出力端子

【書類名】

図面

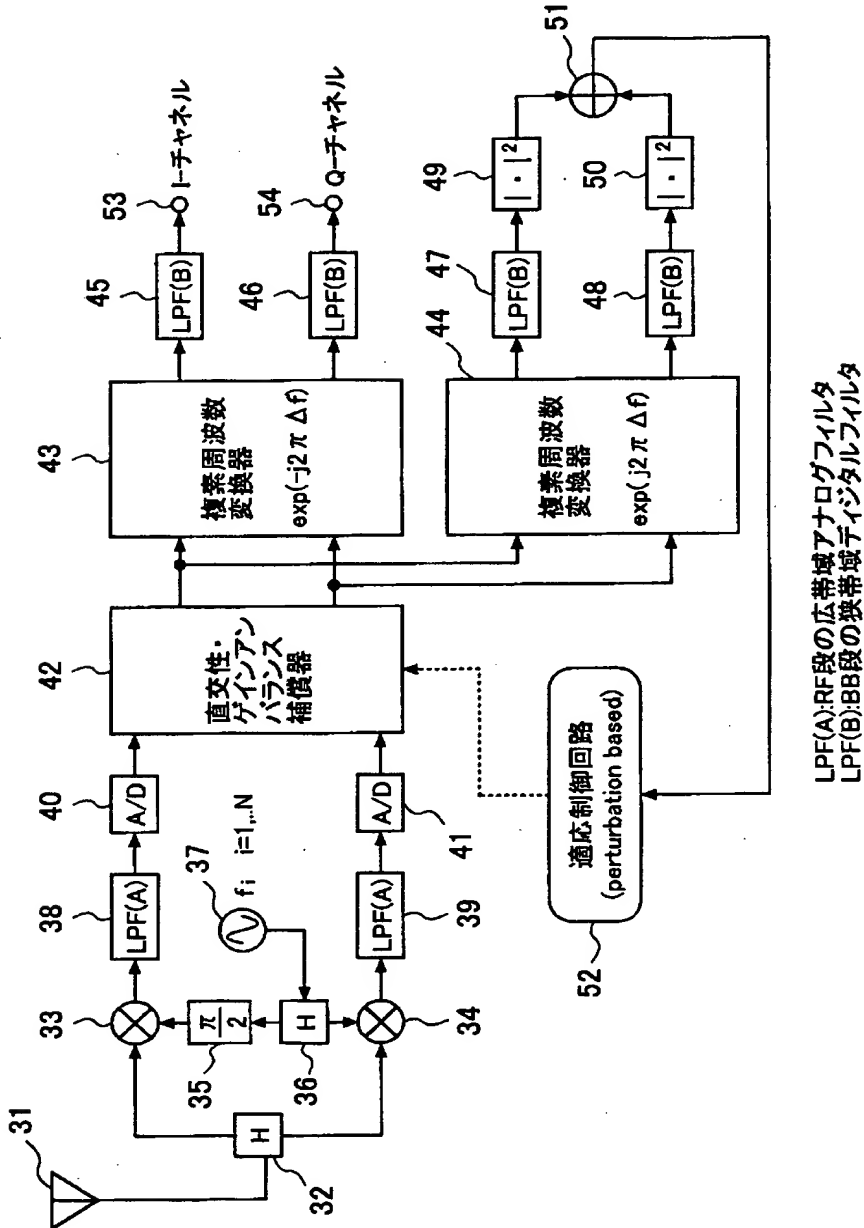
【図 1】

本発明の原理構成図



【図 2】

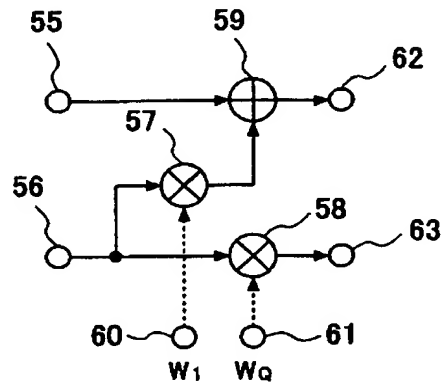
本発明の第 1 の実施例の受信機の構成図



LPF(A): RF 段の広帯域アナログフィルタ
LPF(B): BB 段の狭帯域デジタルフィルタ

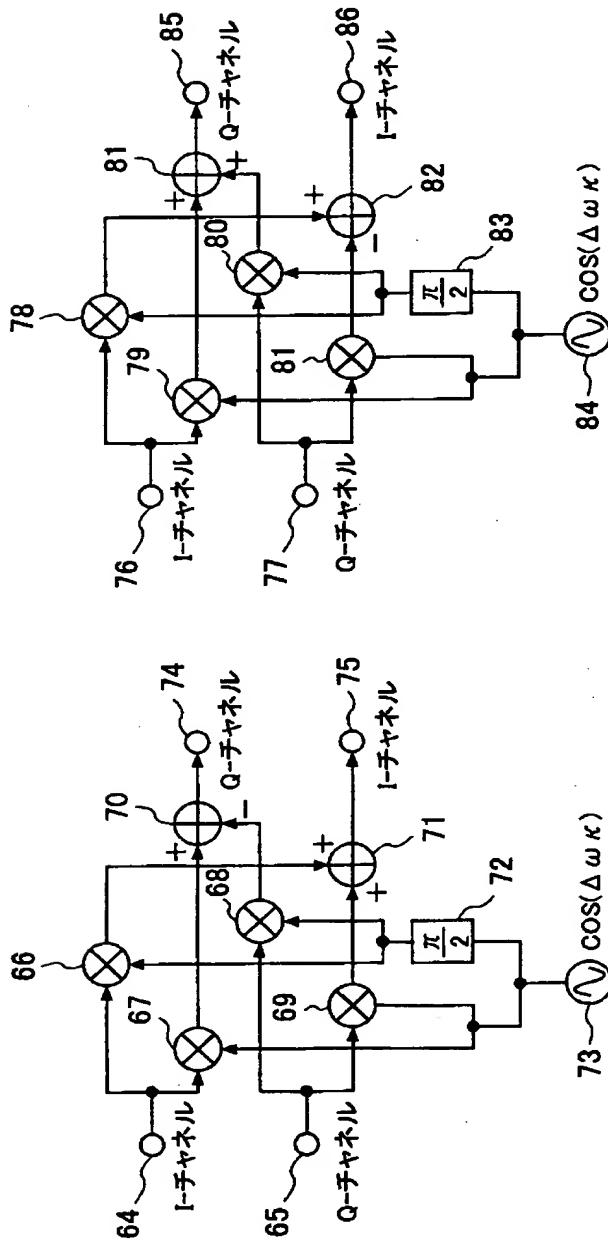
【図 3】

本発明の第 1 の実施例の直交性・ゲイン
アンバランス補償回路の構成図



【図4】

本発明の第1の実施例の複素周波数変換器の構成図

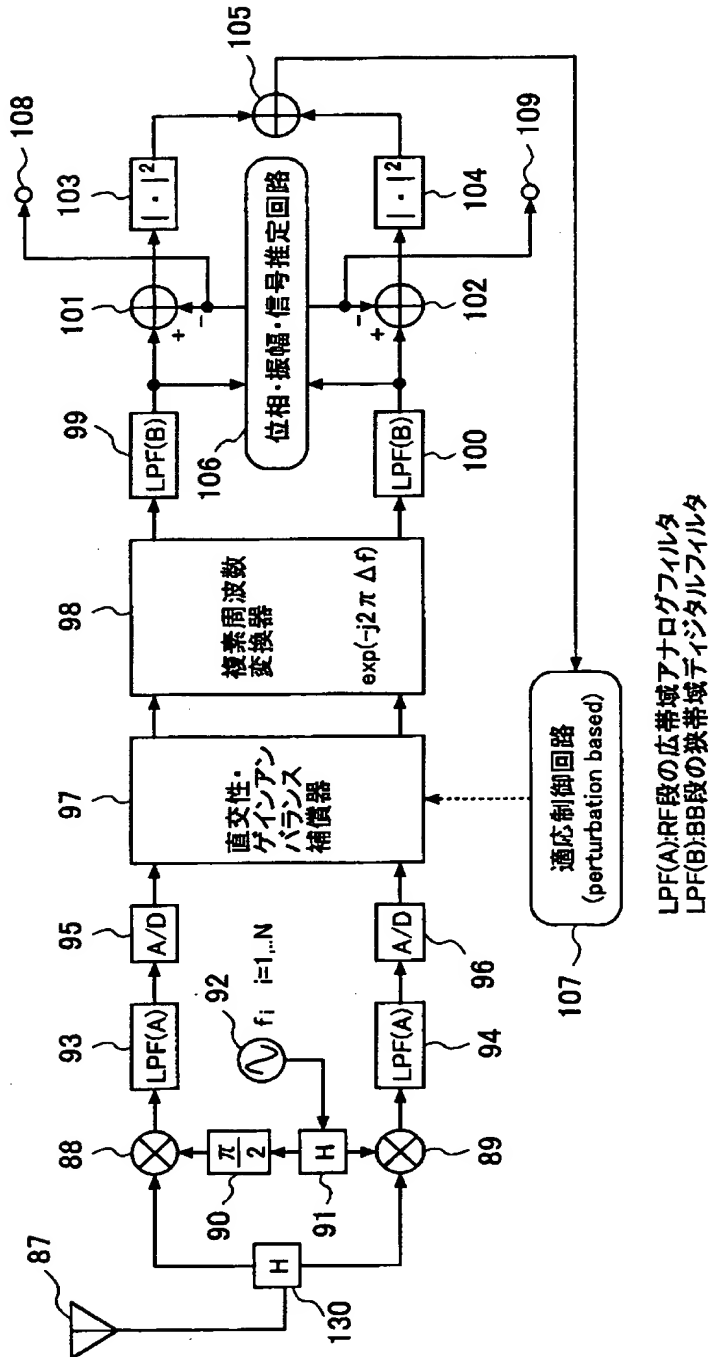


(b) 正のIF周波数をもつ解析的搬送波を掛け
合わせる複素周波数変換器 ($j2\pi\Delta f$) の構成

(a) 負のIF周波数をもつ解析的搬送波を掛け
合わせる複素周波数変換器 ($-j2\pi\Delta f$) の構成

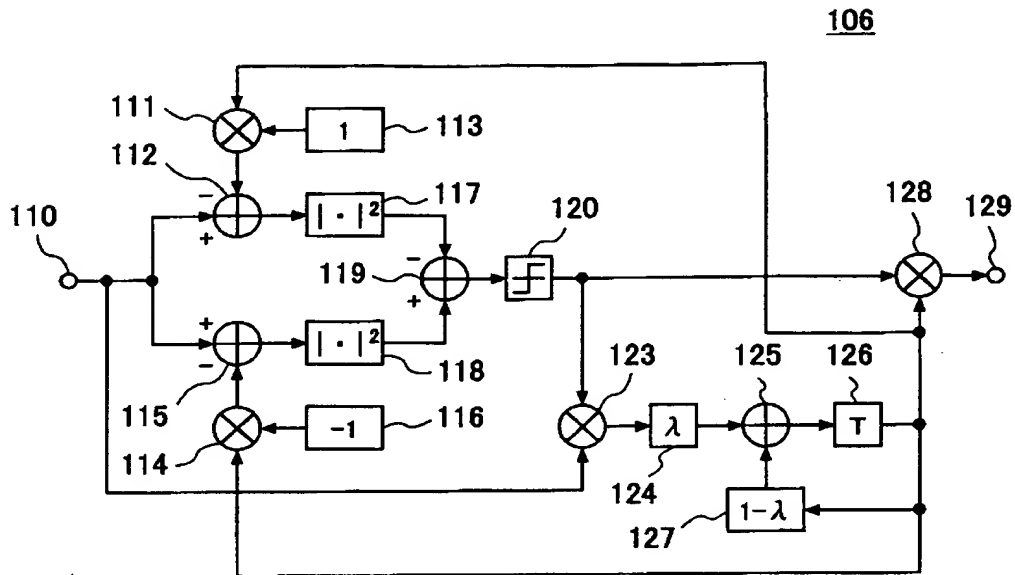
【图 5】

本発明の第 2 の実施例の受信機の構成図



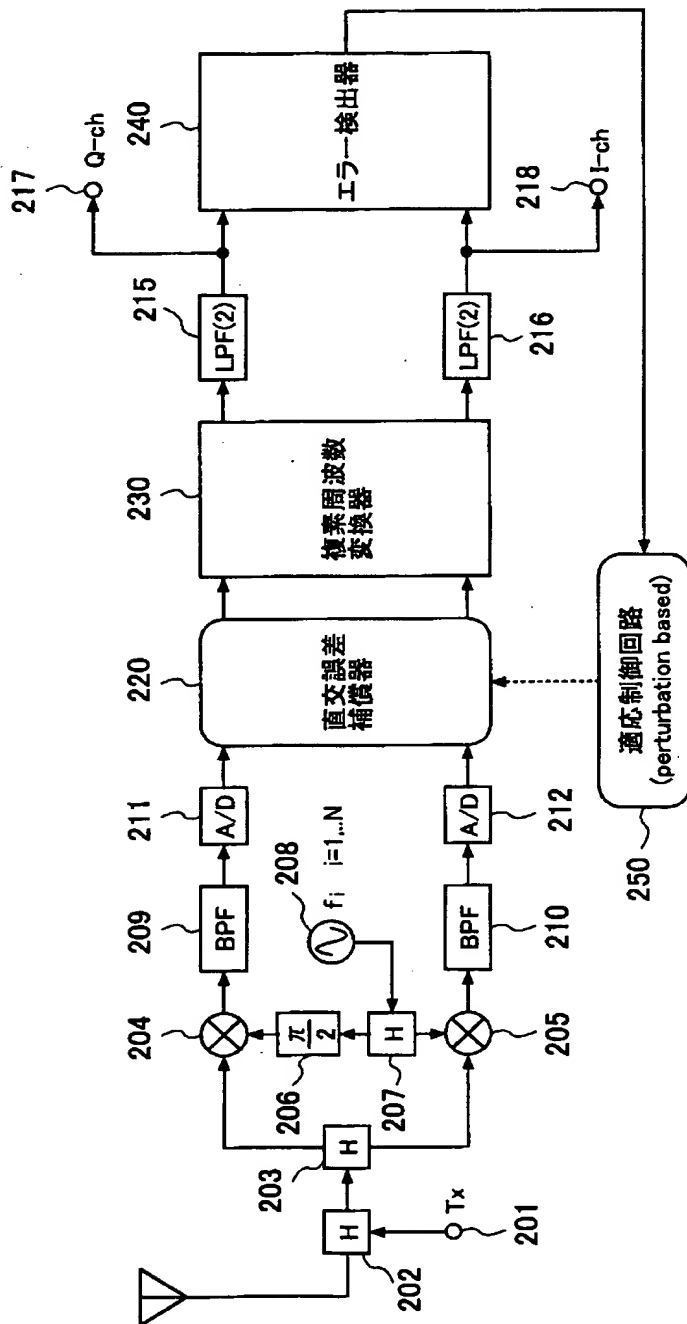
【図 6】

本発明の第 2 の実施例の位相・振幅・信号推定回路の構成例



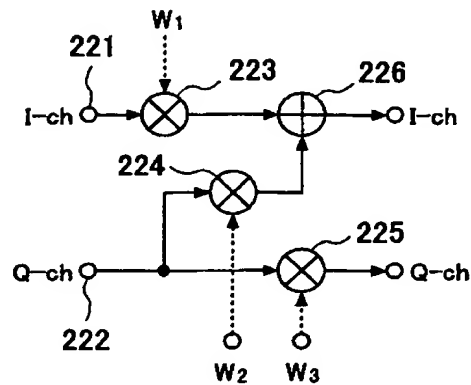
【図 7】

本発明の第3の実施例の受信機の構成図



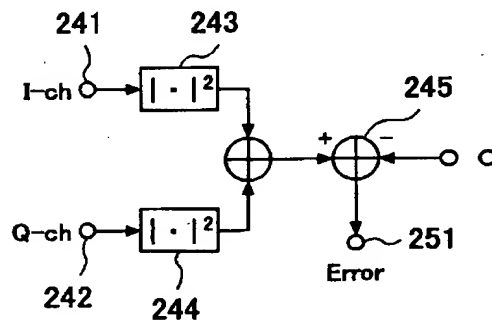
【図 8】

本発明の第 3 の実施例の直交誤差補償器の構成図



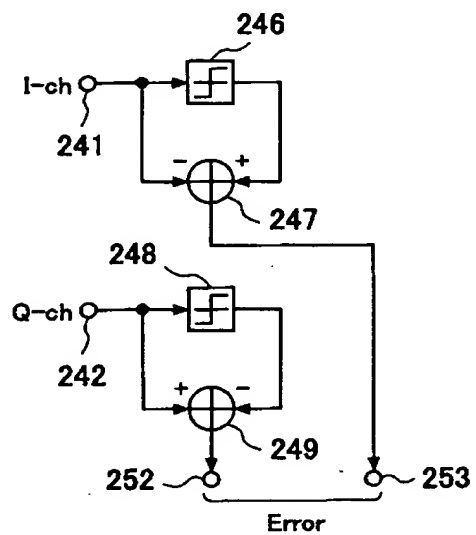
【図 9】

本発明の第 3 の実施例のエラー検出器の構成例（その 1）



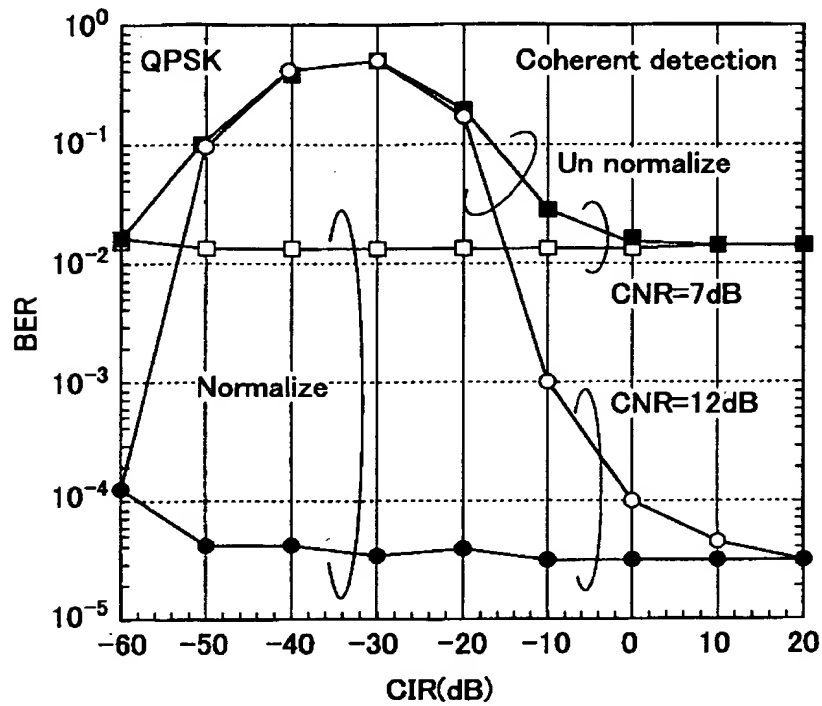
【図 1 0】

本発明の第 3 の実施例のエラー検出器の構成例（その 2）



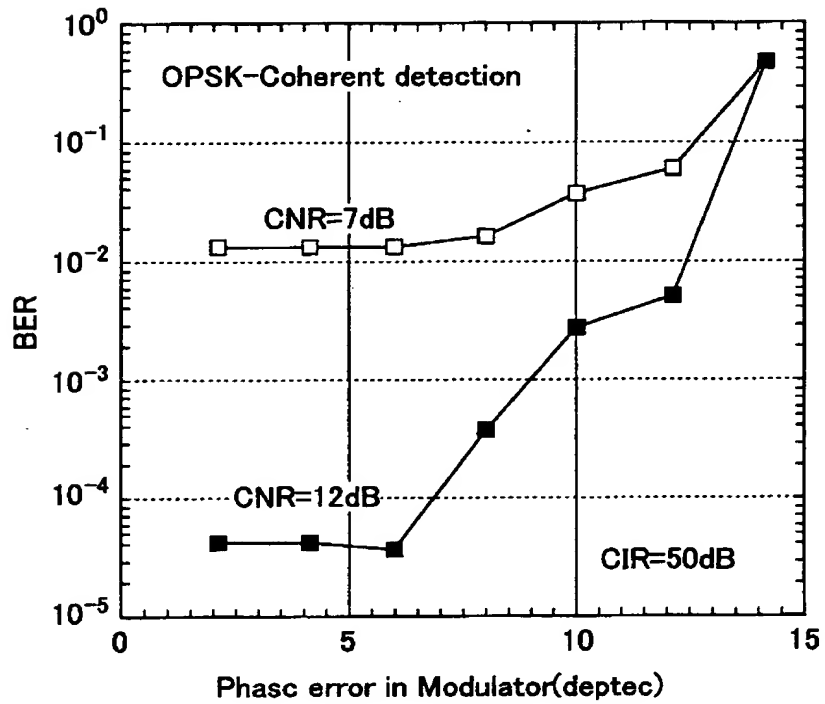
【図 11】

本発明の第3の実施例の正規化／非正規化の比較を示す図



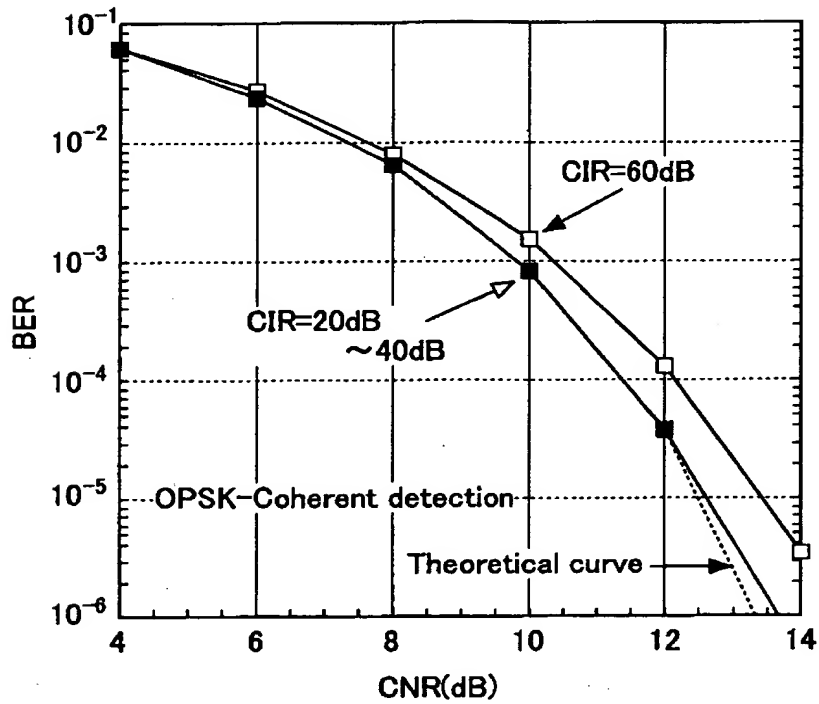
【図 12】

本発明の第3の実施例の送信側変調器の
直交誤差の影響を示す図



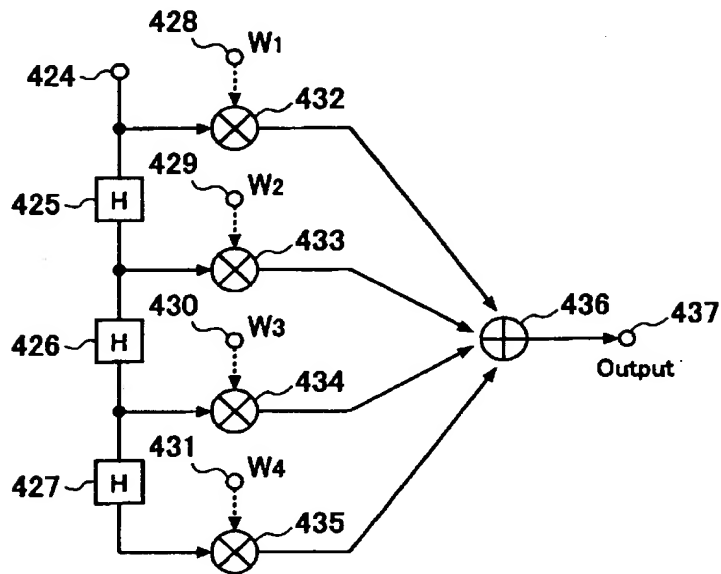
【図 13】

本発明の第3の実施例のBER特性を示す図



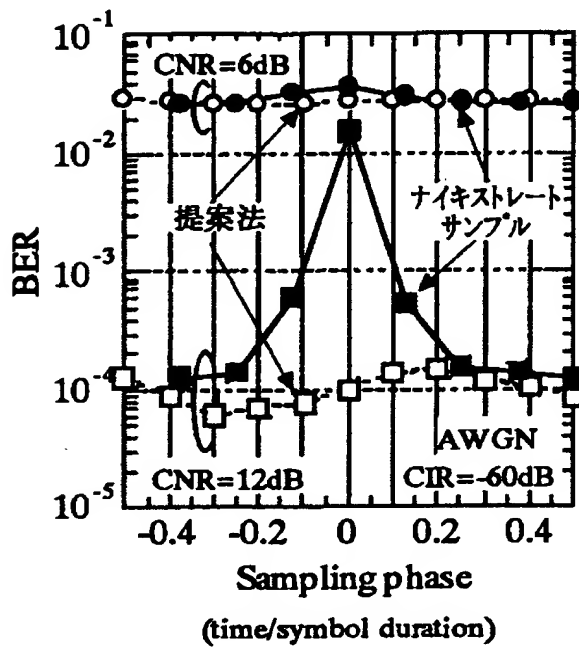
【図 1 5】

本発明の第 4 の実施例の適応デジタルフィルタの構成図



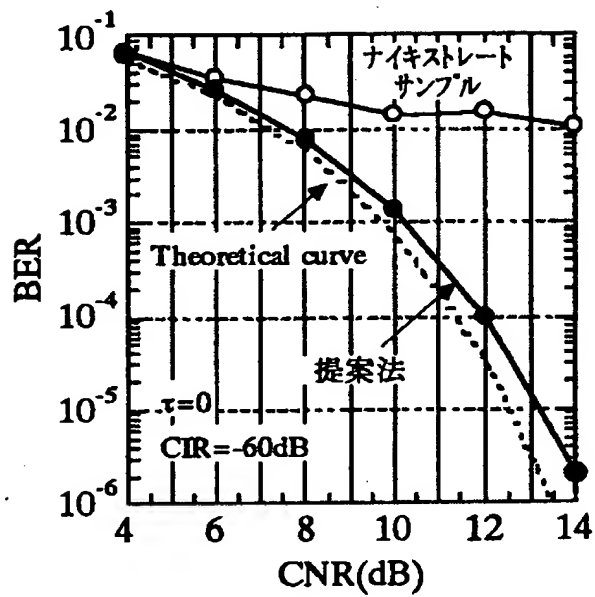
【図16】

本発明の第4の実施例のサンプリング位相に対するBER特性を示す図



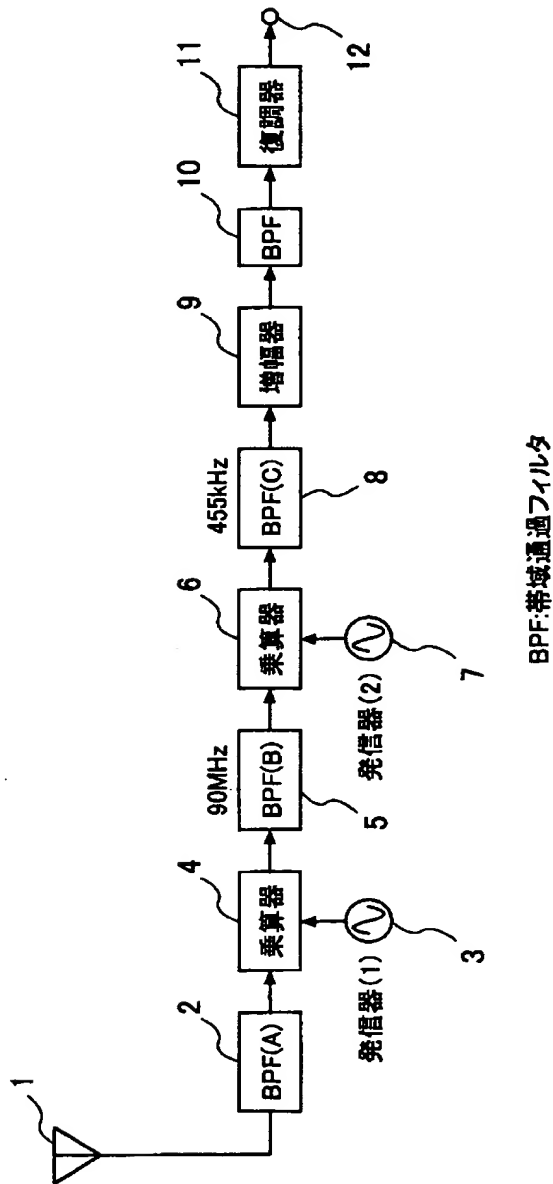
【図 17】

本発明の第4の実施例のCNRに対する
BER特性を示す図



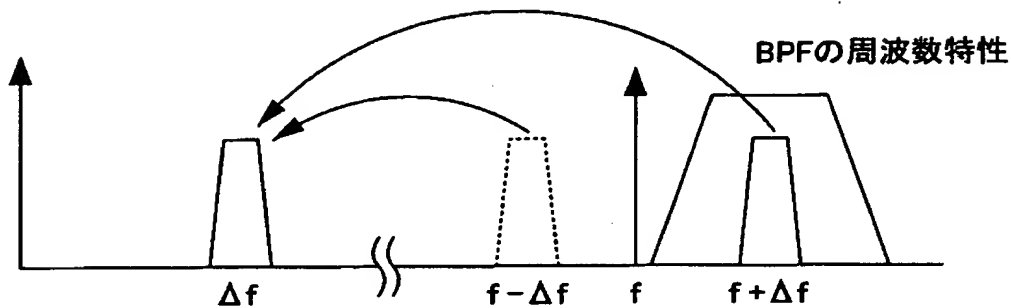
【図18】

従来の無線機における受信機の構成図

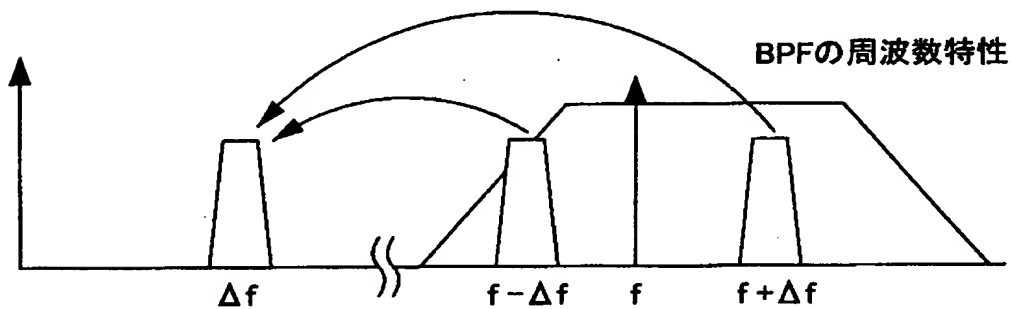


【図19】

イメージ成分とIF周波数の関係を示す図



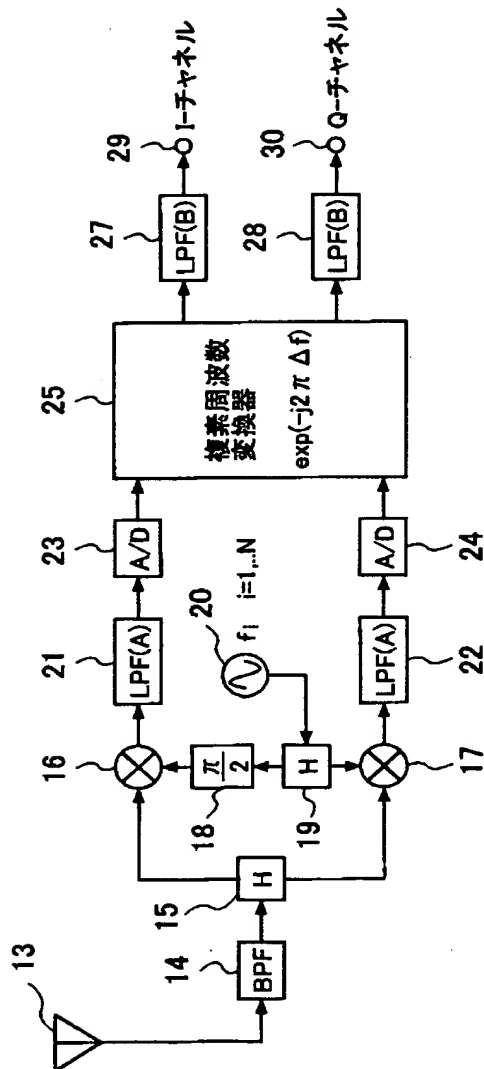
(a)従来の無線機における周波数変換



(b)マルチバンド受信機における周波数変換

【図 2 0】

従来のイメージキャンセラの構成図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 局部発振器を用いて周波数変換を行う場合に発生する局発周波数を軸として信号帯域と対称な周波数帯域からの干渉信号成分を除去することが可能な通信システムにおける受信方法及び受信機を提供する。

【解決手段】 本発明は、受信した受信信号と生成された直交信号との直交性誤差及びゲインアンバランスを補償し、補償された受信信号及び直交信号を解析的正弦波により複素周波数に変換する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日 2000年 5月19日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
氏 名 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ



Creation date: 11-17-2004
Indexing Officer: JVONG - JUDY VONG
Team: OIPEBackFileIndexing
Dossier: 10160169

Legal Date: 06-04-2002

No.	Doccode	Number of pages
1	FRPR	12

Total number of pages: 12

Remarks:

Order of re-scan issued on